G. KUHN

manuale dei TRANSISTORI

PROPRIETÀ - APPLICAZIONI - SCHEMI

volume primo

EDITRICE IL RÓSTRO MILANO

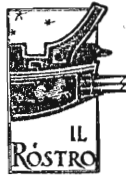
A mio fratello Paolo

TRANSISTORI

GUSTAVO KUHN

MANUALE DEI TRANSISTORI

PROPRIETÀ - APPLICAZIONI - SCHEMI

VOLUME PRIMO

EDITRICE MILANO
1959

PRESENTAZIONE

Non posso che ammirare l'iniziativa del mio amico e collega, ing. Gustavo Kuhn, nel voler offrire, sia al Radiotecnico che all'Elettronico, desiderosi di accingersi alla transistorizzazione dei loro circuiti, un vero utensile di laboratorio, che colma brillantemente una lacuna della letteratura tecnica italiana.

La capacità tecnica dell'Autore, nonchè la sua lunga esperienza in questo particolare campo, fanno di quest'opera il mezzo più adatto per acquisire la "formam mentis" del tecnico in transistori. Infatti essa offre al lettore non solo il modo di trasformare dei classici circuiti a valvole in corrispondenti circuiti a transistori, ma gli permette anche di crearne di nuovi, sfruttando sempre meglio le immense possibilità di questo vero gioiello della tecnica moderna, che, già dal suo primo apparire ha saputo dimostrarsi indispensabile mezzo di progresso. La più valida garanzia delle possibilità tecniche dell'Autore e la realizzazione di molti circuiti a transistori che fanno parte della più grande macchina acceleratrice di protoni in costruzione presso il Centro Europeo di Ricerche Nucleari di Ginevra (Sincrotone da (25.000 MeV). La sicurezza di funzionamento e la precisione di queste apparecchiature sono i più importanti requisiti richiesti dal funzionamento di uno dei più complicati strumenti costruiti dall'uomo.

Queste applicazioni dimostrano come il progettista può efficacemente difendersi dalla variazione più insidiosa delle caratteristiche del transistore, quella dovuta alla temperatura, sia adoperando elementi attivi (spesso costituiti da transistori dello stesso tipo inseriti opportunamente nel circuito), sia dosando la controreazione dei circuiti, con risultati che a volte superano quelli dell'elettronica classica.

Sotto questo punto di vista, l'Autore ci fa apparire evidente come si possano ottenere da circuiti impieganti solo semiconduttori, caratteristiche che li fanno classificare nella categoria degli strumenti di misura. E ciò fa onore sia al piccolo transistore che all'ing. Gustavo Kuhn del quale mi considero non solo un amico ma anche un ammiratore.

GIOVANNI AMATO
Capo del Laboratorio di Elettronica
del gruppo "HYDROGEN BUBBLE CHAMBRES"
del Centro Europeo di Ricerche Nucleari
— GINEVRA —

SIMBOLI USATI NEL TESTO.

Simbolo	Significato
α	rapporto fra la corrente di collettore e la corrente di emettitore in un transistore.
h_{11}.... h_{22}	parametri ibridi per piccoli segnali nella connessione a base comune.
h'_{11}.... h'_{22}	— idem — nella connessione a emettitore comune.
h''_{11}... h''_{22}	— idem — nella connessione a collettore comune.
I_{co}	corrente di fuga base-collettore, con emettitore senza collegamento, misurata alla temperatura + 25 °C.
I'_{co}	corrente di fuga emettitore-collettore, con base senza collegamento, a + 25 °C.
I^t_{co} , I'^t_{co}	correnti di fuga misurate alla temperatura t.
f_α	frequenza di taglio nella connessione a base comune (amplificazione a — 3 dB sotto il valore in regime statico)
f'_α	— idem — nella connessione a emettitore comune.
C_c	capacità della giunzione base-collettore.
k_g	resistenza termica (°C/W ovvero °C/mW) fra la giunzione di collettore e l'involucro del transistore.
k_i	— idem — fra l'involucro e la base di montaggio.
k_b	— idem — fra la base e l'ambiente.
k_w	— idem — delle eventuali rondelle di mica per montaggio isolato.
k_c	— idem — di contatto fra involucro e rondelle di mica, e fra queste e la base di montaggio.
τ_g	temperatura della giunzione di collettore.
τ_a	temperatura ambiente.

I

INDICE

INTRODUZIONE

Il termine " semiconduttore " denota un materiale solido che possiede una conduttività nettamente superiore a quella di un buon isolante, e pertanto molto inferiore a quella di un metallo.

Le applicazioni più importanti dei semiconduttori sono i diodi ed i transistori, che hanno proprietà simili a quelle di una valvola, ma che non richiedono potenza di accensione per il catodo ed offrono la speranza di una vita molto lunga.

Nelle pagine che seguono si farà sempre riferimento al Germanio ed al Silicio come semiconduttori. Benchè ne esistano una grande quantità di altri, i due indicati sono di gran lunga i più usati attualmente.

Inoltre i principi fondamentali che regolano il comportamento elettrico del Germanio e del Silicio si applicano ugualmnte a tutti gli altri semiconduttori.

Si possono distinguere più o meno nettamente tre periodi principali nella storia dei semiconduttori:

— durante il primo di essi, anteriore al 1931, si utilizzano certe sostanze che sono dei semiconduttori, nella costruzione dei raddrizzatori chiamati " a secco ", per distinguerli da quelli elettrolitici. Si tratta soprattutto del Selenio, impiegato a partire dal 1920, e dell'ossido di Rame ($Cu_2 O$) a partire dal 1926. La manipolazione è essenzialmente empirica.

— il secondo periodo, dal 1931 al 1948, vede più approfondito lo studio delle leggi della materia allo stato solido. Durante la guerra si moltiplicano i lavori sperimentali e teorici sui diodi a secco. Con le frequenze sempre più elevate in gioco si pensa di ricorrere al rivelatore a cristallo, costituito da una punta metallica appoggiata su un cristallo semiconduttore. A questo tipo apparteneva anche il "detector" a galena, che si usava prima dell'avvento dei tubi elettronici.

Il materiale su cui cade infine la scelta è il Silicio. Si mette a punto il processo per la sua purificazione e si impara a migliorarne le caratteristiche aggiungendo piccolissime quantità di certe impurezze.

Parallelamente si incomincia ad usare anche il Germanio. I diodi ottenuti sono impiegati come rivelatori e mescolatori su tutta la gamma delle onde centimetriche.

— *il terzo periodo comincia nel* 1948 *con la presentazione presso i laboratori della Compagnia americana Bell di un dispositivo costituito da un cristallo di Germanio sul quale appoggiano due punte metalliche. Questo dispositivo possiede la capacità di amplificare, ed è denominato triodo a cristallo. Da quel momento i progressi sono spettacolari, ed i semiconduttori trovano applicazioni sempre più vaste.*

Tutti coloro che sono in qualche modo collegati con il campo dell'elettronica sono coinvolti in questa rivoluzione. Il presente manuale tende appunto a servire da guida per i primi contatti del progettista, dello studente o del radio-amatore con la tecnica dei semiconduttori.

CAPITOLO I

TEORIA FONDAMENTALE DEI SEMICONDUTTORI

1.1. — Generalità.

Si definisce usualmente conduttore un materiale la cui resistività è dell'ordine di qualche micro-ohm/cm. Isolanti viceversa sono dei materiali che presentano correntemente resistività di parecchie migliaia di mega-ohm/cm.

Nei semiconduttori si può misurare, in determinate condizioni, una resistività compresa fra questi limiti estremi, e le variazioni di essa in funzione della temperatura, delle impurità contenute, ecc. sono enormemente più accentuate che nel caso dei conduttori e degli isolanti.

In un qualsiasi elemento stabile, sono gli elettroni periferici di un atomo che determinano il fenomeno della conduzione elettrica; essi costituiscono anche le valenze chimiche dell'atomo.

(Vedasi la tabella I)

Questi elettroni infatti sono i meno legati al nucleo, ed occorre una energia modesta per strapparli ad esso e farli migrare. Questi stessi elettroni periferici sono quelli che determinano le normali reazioni chimiche in cui può intervenire l'elemento a cui appartengono.

Gli elettroni più interni sono interessati soltanto quando entrano in gioco energie molto elevate, e possono dar luogo alle reazioni atomiche.

Il nucleo infine, costituito da particelle di differente natura, tenute assieme da legami ancora più energici, può venire disturbato

solo con l'azione di energie ancora maggiori. Hanno luogo in questo caso le reazioni nucleari.

TABELLA I

NUMERO DI ELETTRONI SITUATI SULL'ORBITA PERIFERICA DI UN ATOMO

1	2	3	4	5	6	7	8
Idrogeno							Elio
Litio	Berillio	Boro	Carbonio	Azoto	Ossigeno	Fluoro	Neon
Sodio	Magnesio	Alluminio	Silicio	Fosforo	Zolfo	Cloro	Argon
Potassio	Calcio						
Rame	Zinco	Gallio	Germanio	Arsenico	Selenio	Bromo	Kripton
Rubidio	Stronzio						
Argento	Cadmio	Indio	Stagno	Anti-monio	Tellurio	Iodio	Xenon
Cesio	Bario						

Riassumendo possiamo dire che esiste una fisica dei fenomeni chimici ed elettrici, che si manifestano con basse energie, una fisica atomica, delle medie ed alte energie, ed una fisica nucleare delle altissime energie.

1.2. — Il fenomeno della semiconduzione.

L'orbita esterna di un atomo di Germanio, il quale è tetravalente, contiene quattro elettroni, ed un cristallo costituito da parecchi atomi di Germanio assume la struttura indicata in fig. 1.1.

Nella rappresentazione si è fatta astrazione della presenza degli elettroni interni che non interessano il fenomeno della semiconduzione.

I quattro elettroni di ogni atomo formano dei legami covalenti con gli atomi adiacenti, e non esistono elettroni liberi.

Il Germanio puro si può quindi ritenere un conduttore molto scadente.

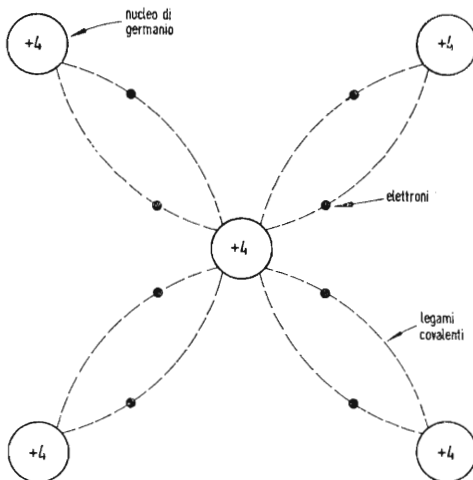



Fig. 1.1. - Struttura cristallina del Germanio.

Se ad un pezzo di Germanio puro, delle dimensioni usualmente impiegate nei transistori, si applica alla temperatura ordinaria una tensione elettrica si stabilirà un flusso di corrente dell'ordine di alcuni milionesimi di ampere.

Questa corrente è dovuta agli elettroni strappati al loro legame covalente a causa dell'agitazione termica. Il valore della corrente cresce esponenzialmente con la temperatura.

Se ora introduciamo nel cristallo qualche atomo di un elemento che possegga cinque elettroni nell'orbita periferica, come ad esempio l'Antimonio o l'Arsenico, si forma una struttura che è rappresentata in fig. 1.2.

Ogni nuovo atomo, con quattro dei suoi elettroni esterni, prende esattamente il posto e le covalenze di un atono di Germanio.

Il quinto elettrone resta si legato al proprio nucleo, ma attraverso un legame molto più lasco dei legami covalenti degli altri elettroni. Un campo elettrico, anche moderato, è sufficiente a strapparli alle loro orbite completamente casuali ed a farli migrare verso la sorgente positiva del campo stesso. Il cristallo è diventato pertanto un conduttore più o meno buono, a seconda del grado di impurezza.

Questi atomi di elementi diversi dal Germanio sono usualmente chiamati " donatori " perchè donano elettroni al cristallo, il quale

però, sia ben chiaro, rimane sempre elettricamente neutro e fisicamente stabile. Infatti tutti gli elettroni supplementari sono trattenuti più o meno fortemente dai nuclei di un ugual numero di atomi

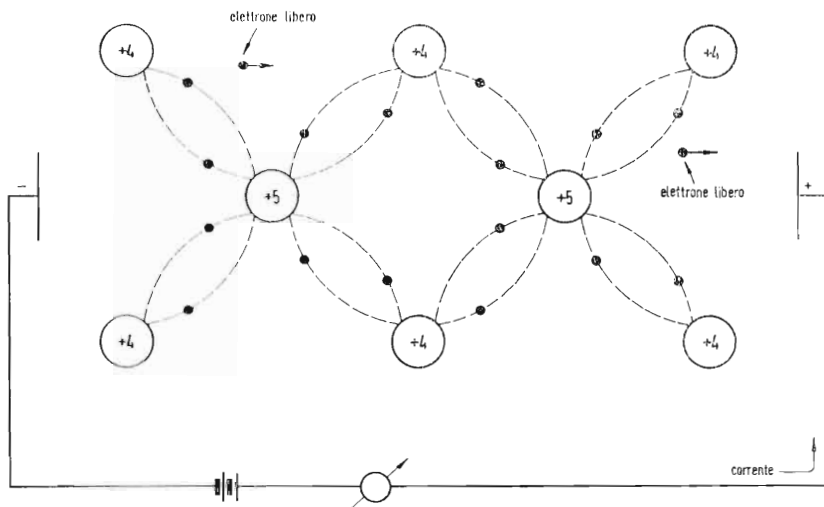



Fig. 1.2. - Struttura del Germanio di tipo *n*.

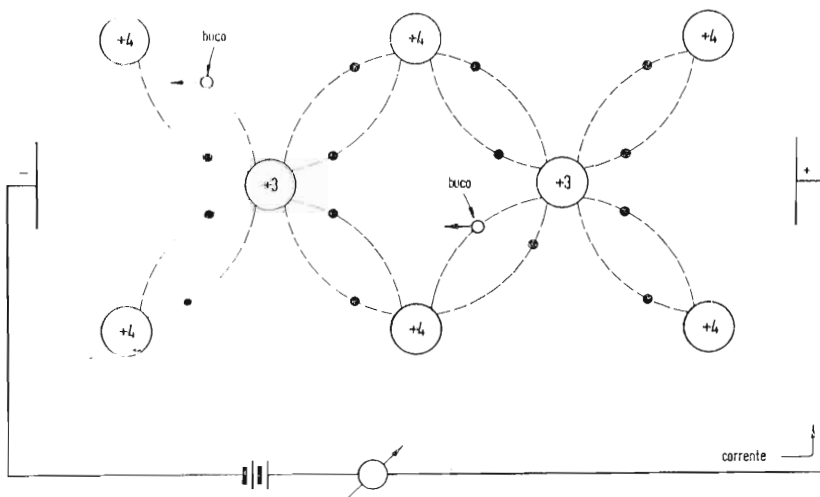



Fig. 1.3. - Struttura del Germanio di tipo *p*.

pentavalenti da cui essi provengono. Il cristallo contenente dei donatori è conosciuto come di tipo *n*.

È possibile introdurre nel cristallo puro alcuni atomi trivalenti, i quali contengono tre elettroni nella loro orbita esterna. come l'Indio, il Gallio o l'Alluminio. Il cristallo assume allora la struttura indicata in fig. 1.3. dove si stabiliscono i legami covalenti, ma in alcuni di essi non c'è l'elettrone, ed esiste cioè un "buco", benchè anche in questo caso l'insieme resti elettricamente neutro.

Sotto l'influenza di un campo elettrico ci saranno degli elettroni che dalla sorgente negativa salteranno dentro ai buchi che sono nelle loro immediate prossimità. E via via i buchi adiacenti catturerannno degli elettroni, senza tuttavia mai conservarli molto a lungo in quanto i legami di covalenza sono molto deboli e d'altro canto non esistono legami con i nuclei, elettricamente già in equilibrio. Nel complesso, sotto l'influenza del campo elettrico, si manifesterà una corrente di buchi, diretta verso la sorgente negativa, in senso opposto cioè alla corrente elettronica vista nel caso precedente.

Gli atomi degli elementi trivalenti sono denominati "accoglitori", il cristallo con una deficienza di elettroni nel reticolo si chiama di tipo *p*, e presenta in grado più o meno alto la proprietà di con durre la corrente elettrica.

Per quanto concerne il circuito esterno, non è possibile fare una discriminazione fra corrente di elettroni e corrente di buchi. Questi due modi di conduzione sono pertanto ben differenti, e sono di importanza capitale nella teoria dei transistori e dei raddrizzatori.

Sotto un campo elettrico del valore di 1 volt/cm, in un cristallo di Germanio contenente dei donatori, gli elettroni liberi si muovono con velocità dell'ordine di 3.600 cm/sec mentre in un cristallo con accoglitori i buchi progrediscono a velocità molto inferiori, dell'ordine di 1.700 cm/sec.

1.3. — Il diodo a giunzione.

Immaginiamo ora di preparare un cristallo di Germanio che in un certo piano cambi bruscamente dal tipo *n* al tipo *p* ed applichiamo una sorgente positiva alla regione *p* ed una sorgente negativa alla regione *n*. La situazione è indicata nella fig. 1.4*a*. I buchi si muoveranno verso la destra, attraversando la giunzione, e gli elettroni faranno lo stesso muovendosi verso la sinistra. Esisterà cioè una conduzione elettrica, e, se variamo la tensione applicata otteniamo una curva come quella riportata in fig. 1.4*b*.

La corrente nel circuito esterno è, in ogni istante, la somma della corrente elettronica e della corrente dei buchi nel cristallo.

Applichiamo ora la tensione nel senso opposto, come è indicato nella fig. 1.5*a*. Buchi ed elettroni muoveranno entrambi nel senso

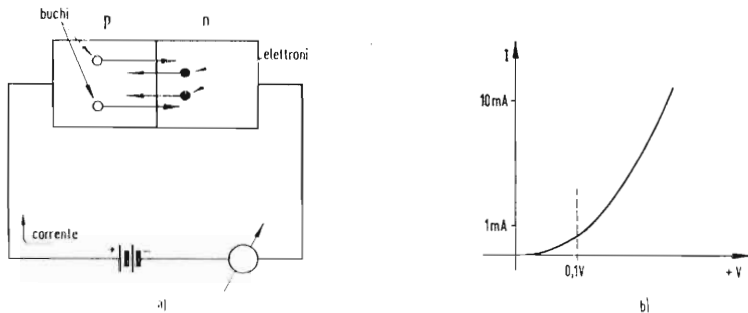



Fig. 1.4. - Giunzione polarizzata in senso diretto.

di allontanarsi dalla giunzione, fino a che il campo elettrico prodotto dal loro spostamento controbilancia il campo applicato.

In queste condizioni non fluisce praticamente alcuna corrente

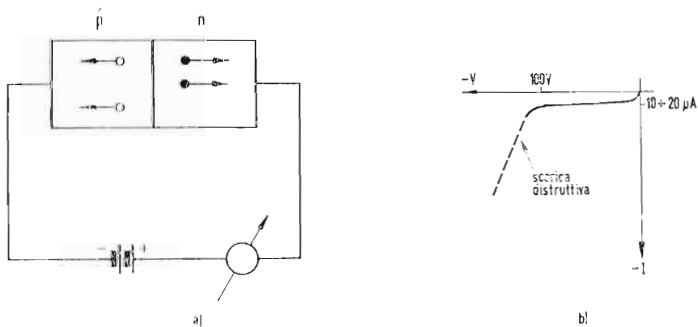



Fig. 1.5. - Giunzione polarizzata in senso inverso.

nel circuito esterno. La piccola corrente che può essere misurata in esso è causata da qualche coppia elettrone-buco generata dall'agitazione termica. La caratteristica tensione-corrente della giunzione polarizzata in senso inverso ha l'andamento rappresentato nella fig. 1.5*b*. Si richiama l'attenzione del lettore sui differenti valori delle due scale.

Occorre notare che la debole corrente inversa è essenzialmente indipendente dalla tensione applicata e varia invece fortemente con la temperatura. Ad un certo valore di tensione però, la corrente inversa aumenta bruscamente e si ha, salvo casi particolari (vedi capitolo VIII) la distruzione della giunzione.

1.4. — Il transistore a giunzione.

Un transistore *n-p-n* è costituito da un cristallo di Germanio che comprende una zona di tipo *n*, seguita da una zona di tipo *p* e di nuovo da una zona di tipo *n*, come è indicato nella fig. 1.6.

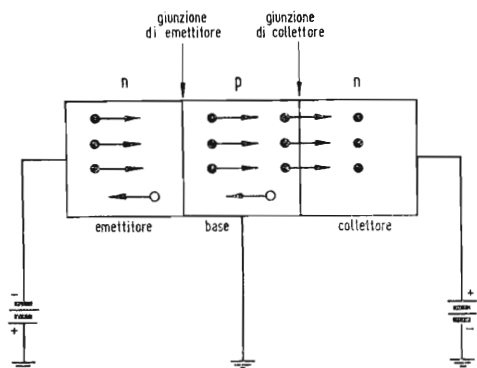



Fig. 1.6. - Transistore a doppia giunzione.

Con le tensioni applicate come è indicato nella figura citata, una delle giunzioni *n-p* è polarizzata nel senso diretto, ed è denominata « giunzione dell'emettitore ». L'altra giunzione è polarizzata in senso inverso, ed è chiamata « giunzione del collettore ».

La porzione di cristallo di tipo *p*, chiamata "base" contiene un numero di atomi estranei, cioè trivalenti "accoglitori", relativamente basso rispetto al numero di atomi estranei, pentavalenti "donatori" della regione *n* di emettitore. Da ciò deriva che la corrente circolante fra base ed emettitore è prevalentemente dovuta allo spostamento di elettroni, e solo una piccola frazione è dovuta allo spostamento di buchi.

In considerazione delle polarità applicate e del valore delle tensioni (superiore quella del collettore in rapporto a quella di emettitore), la maggior parte degli elettroni che sono emessi verso la regione di base, si diffondono attraverso la giunzione del collettore e passano nel circuito esterno di esso.

Un circuito di commutazione tipico è indicato nella fig. 7.22.

Si suppone che si debba controllare una corrente di 200 mA in un circuito a 25 V, vale a dire una potenza di 5W.

L'interrutore I di comando può essere costituito dai contatti di un relé sensibile, ovvero di un elemento termostatico, che non possono essere percorsi direttamente dalla corrente di 200 mA. Il circuito impiega un transistore del tipo 2N188A. Non esiste polarizzazione inversa nella posizione di " aperto ", ma la resistenza da 1 kΩ fra base ed emettitore riduce notevolmente la corrente di fuga in questa posizione.

Fig. 7.22. - Interruttore transistorizzato per carico non induttivo.

I valori misurati delle differenti grandezze sono i seguenti:

I_c	$=$ 80 μA	(interruttore aperto)
I_c	$=$ 0,2 A	(interruttore chiuso)
I_I	$=$ 10 mA	attraverso l'interruttore I
$V_{c\text{-}e}$	$=$ 0,19 V	(interruttore chiuso)
$V_{b\text{-}e}$	$=$ 0,48 V	» »
P_i	$=$ potenza d'ingresso $=$ 15 mW	
P_u	$=$ potenza d'uscita $=$ 5 W	

Anche il transistore di potenza 2 N 174 un tipo di produzione corrente, di cui è dato un esempio di applicazione come stadio finale in classe A nello schema n° 8 del Cap. X, si presta come transistore di commutazione. In condizioni ottime di montaggio (prevenzione da sovratenzioni e raffredamento) esso può erogare una potenza di circa 1 kW in un circuito a 80 V, effettuando la commutazione in un tempo dell'ordine della decina di microsecondi.

Potenze ancora maggiori possono essere commutate con transistori unigiunzione al silicio.

7.9. — Transistori in circuiti impulsivi.

Circuiti contatori, bistabili o multivibratori, per applicazioni in calcolatrici elettroniche, radar e televisione possono essere realizzati con transistori.

Tutti questi circuiti sono caratterizzati dalla presenza di una reazione positiva, che rende la forma d'onda all'uscita indipendente da

Fig. 7.23. - Multivibratore a transistori con forme d'onda idealizzate.

quella all'entrata, e accuratamente determinabile in sede di progetto.

Applicando per esempio la reazione positiva ad un circuito di commutazione, è possibile assicurarsi che il transistore attraversi la regione ad alta dissipazione rapidamente, anche se la tensione di controllo all'ingresso ha una variazione molto lenta.

Una varietà enorme di questi circuiti è stata sviluppata. Noi prenderemo qui in esame alcuni dei più significativi, rimandando per gli altri alla documentazione specializzata.

Il circuito di fig. 7.23. rappresenta la versione transistorizzata di un multivibratore classico, del tipo Eccles-Jordan.

Si tratta essenzialmente di un amplificatore convenzionale a due stadi, con l'uscita connessa all'entrata per avere la reazione positiva. Questo circuito oscilla spontaneamente producendo onde quadre sui collettori e denti di sega sulle basi. Non esistono elementi di stabilizzazione in quanto non risultano necessari quando il transistore funziona in due stati di " tutto " o " niente " solamente.

Quanto abbiamo ora esaminato è di capitale importanza e rappresenta la spiegazione del potere amplificatore di un transistore. Cerchiamo di chiarire meglio il concetto.

Il rapporto fra la corrente nel circuito del collettore e quella nel circuito di emettitore è chiamato di norma "α". Lo scopo è di rendere "α" più grande possibile, e ciò può essere raggiunto:

a): riducendo al minimo indispensabile la percentuale degli atomi estranei, cioè gli "accoglitori" della regione *p* di base;

b): rendendo questa regione più sottile possibile (valori dell'ordine di qualche centesimo di millimetro sono normali);

c): eliminando nel Germanio, per quanto è possibile, agni impurezza diversa da quella che determina la semiconduzione la quale provocherebbe la ricomposizione degli elettroni prima che essi abbiano attraversato la regione di base.

Nei transistori commerciali valori di "α" compresi fra 0,95 e 0,99 sono correnti. Nessuna corrente (eccetto una debolissima corrente di fuga, dovuta all'agitazione termica) scorre nel circuito di collettore se non è introdotta una corrente nell'emettitore. Siccome è sufficiente fra base e emettitore una tensione molto ridotta, compresa fra 0,1 e 0, 5 V, per fare nascere una corrente apprezzabile nell'emettitore, la potenza necessaria in ingresso è pure molto ridotta.

Quasi tutta questa corrente di emettitore fluisce nel circuito di collettore, in cui la tensione può essere elevata fino al limite compatibile con la sicurezza del cristallo. Essa è compresa tra pochi volt ed un centinaio di volt. Di conseguenza una potenza relativamente elevata può essere controllata in una resistenza di carico esterna, ed il guadagno effettivo di potenza del transistore (rapporto fra la potenza di uscita e la potenza di entrata) può essere facilmente dell'ordine di 1000 volte.

Si possono immaginare ed esistono con una diffusione almeno pari a quella del precedente, i transistori del tipo *p-n-p*. Il meccanismo del loro funzionamento è esattamente uguale a quello appena descritto, qualora si consideri un cristallo a tre regioni *p*, *n* e *p*, si intenda invertita la polarità delle sorgenti di tensione e si sostituisca alla locuzione "corrente di elettroni" quella "corrente di buchi".

1.5. — **Transistore a unigiunzione.**

Su principi completamente differenti è basato invece il transistore chiamato ad "unigiunzione". Esso comincia ora a diffondersi, specialmente nel campo delle frequenze elevate, ed un poco anche in quello delle potenze elevate.

Il transistore unigiunzione al Silicio è anche conosciuto sotto il nome di diodo a giunzione a doppia base. Esso è molto simile alla corrispondente versione al Germanio, e ne differisce soltanto nei valori quantitativi delle caratteristiche. Questo transistore, illustrato in fig. 1.7., consiste di una sbarretta di Germanio o di Silicio di tipo *n* con elettrodi alle estremità.

Una giunzione *p-n* è formata lungo la barra, in prossimità del

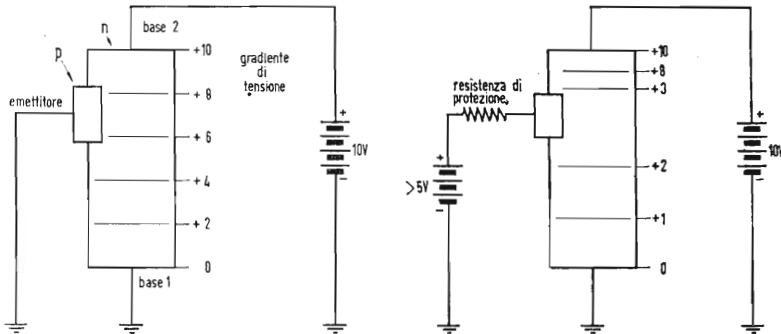



Fig. 1.7 - Transistore unigiunzione.

terminale chiamato base 2. Se l'emettitore rimane in circuito aperto ovvero è polarizzato in senso inverso, la barra si comporta come una resistenza ohmica di un determinato valore e possiede un gradiente di tensione approssimativamente costante lungo di essa.

Quando la giunzione viene polarizzata in senso diretto, la corrente di emettitore scorre in una porzione della barra, abbassandone la resistenza compresa fra l'emettitore e la base 1, alterando la distribuzione della tensione e facendo aumentare la corrente nel circuito esterno chiuso sulle due basi. Da questo processo risulta un fenomeno di reazione che si manifesta come una resistenza negativa fra i terminali di emettitore e base 1.

Aumentando la corrente di emettitore, vengono ad un certo punto a mancare le condizioni per la reazione, ed il diodo formato dall'e-

mettitore e base 1 si comporta nella maniera convenzionale.

La caratteristica tensione-corrente di emettitore di un tipo commerciale di transistore a uningiunzione riportata in fig. 1.8. mostra

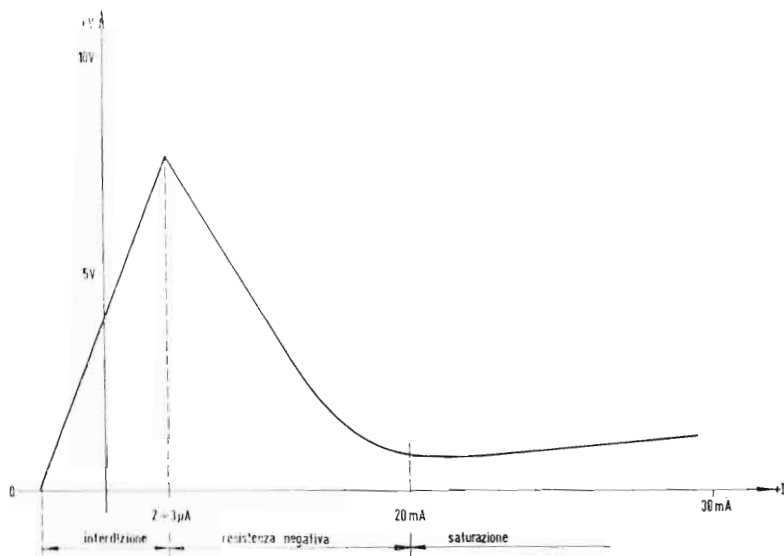



Fig. 1.8. - Caratteristica diretta di un transistore a unigiunzione.

il punto di inizio (nettamente determinato) ed il punto di fine (alquanto incerto) della regione a resistenza negativa. È necessario che una piccola corrente di emettitore incominci a scorrere, prima che si manifesti il fenomeno della reazione.

1.6. Durata di vita di un semiconduttore.

Non esistono finora dati precisi sulla durata di vita di un transistore o un diodo impieganti dei semiconduttori, come il Germanio ed il Silicio.

Sembra comunque accertato che in un diodo ovvero in un transistore correttamente impiegato non esistano fenomeni di esaurimento neppure dopo un periodo di 100.000 ore di funzionamento. Alcuni sperimentatori indicano delle cifre superiori a quella citata. La pratica mostra che dopo qualche migliaio di ore, al massimo il 0,1%

dei transistori risulta inefficiente, ma per lo più si tratta di difetti di costruzione.

È possibile osservare col tempo delle variazioni dei parametri caratterizzanti un transistore, come la corrente di fuga ovvero l'amplificazione di corrente. Queste variazioni si verificano però anche in transistori semplicemente immagazzinati. Si propende ora ad attribuirne la causa ad alterazioni della superficie esterna del cristallo, dovute ad agenti atmosferici. Infatti esse si riducono grandemente quando il cristallo è montato in un involucro ermeticamente chiuso, e meglio ancora se è immerso in grasso al silicone.

La costanza delle caratteristiche nel tempo è molto desiderabile specialmente per le applicazioni industriali e militari. Un secondo nemico è costituito dalla temperatura: fino a che il cristallo resta al disotto di una temperatura massima ben definita, si hanno variazioni dei parametri, ma esse sono reversibili e univoche nel tempo. Quando però il cristallo ha sorpassato un determinato limite di temperatura i parametri subiscono più forti variazioni in senso peggiorativo, e non riprendono più i valori precedenti sia pure discendendo con la temperatura a valori normali.

Sotto questo punto di vista i transistori ed i diodi sono molto più delicati dei tubi a vuoto nei riguardi dei sovraccarichi temporanei di potenza.

CAPITOLO II

TECNICHE COSTRUTTIVE

2.1. — I transistori in lega.

Il tipo più diffuso di transistore a giunzione è quello *p-n-p* ottenuto per lega.

La costruzione avviene nel seguente modo. Una piastrina sottile di Germanio di tipo *n* viene montata sul suo supporto, e su ciascuna delle sue facce viene pressata una pastiglietta di Indio. Tutto l'insieme è quindi portato ad elevata temperatura in un forno ad at-

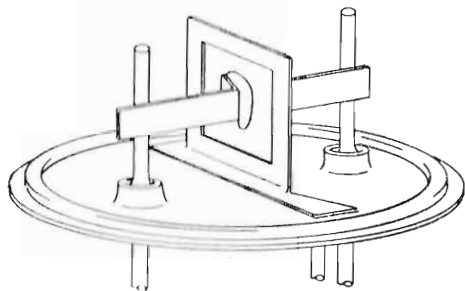



Fig. 2.1. - Transistore a lega fra Indio e Germanio (General Electric).

mosfera inerte, in modo che l'Indio fonda e faccia lega con il Germanio, formando uno strato *p* nel corpo stesso del germanio su ciascun lato della piastrina originariamente tutta costituita da germanio *n*. La fig. 2.1. dà un'idea del transistore in lega, prima che venga incapsulato. Questo tipo di transistore presenta un guadagno di corrente elevato, e può essere realizzato per correnti fino a parecchi ampère.

Non è viceversa molto indicato per il funzionamento in alta frequenza, a causa della notevole capacità che viene a formarsi fra base e collettore.

2.2 — Transistori ad accrescimento progressivo.

La produzione di questo transistore avviene con un procedimento totalmente differente da quello appena visto.

Da un bagno di Germanio fuso si estrae una barra di Germanio che solidifica progressivamente a mano a mano che esce dal metallo liquido. Per fissare le idee, l'operazione assomiglia alla fase di estrazione di una certa quantità di vetro, destinato alla soffiatura, dal crogiolo.

Il bagno di Germanio contiene determinate impurità che nella barra, usualmente del diametro di circa 1 cm e tirata fino a una lunghezza dell'ordine di 10 cm, danno luogo a zone di tipo *p* e di tipo *n* alternate. La formazione dell'una o dell'altra polarità dipende dalla temperatura e dalla velocità di estrazione.

Con un dosaggio appropriato di questi due fattori, si può ottenere una barra che si può considerare di Germanio di tipo *n* contenente da 10 a 15 sottili strati di tipo *p*. Con una sega circolare di diamante, dello spessore di circa 0,2 mm, si seziona la barra in pezzi

Fig. 2.2. - Transistore ad accrescimento progressivo (General Electric).

delle dimensioni approssimative di $0{,}3 \times 0{,}3 \times 3$ mm, con il sottile strato *p* al centro e due lunghe regioni *n* da un lato e dall'altro.

Si possono ottenere da 7 a 10 mila simili pezzi da una barra di germanio. Ognuno di questi pezzi costituisce pertanto un transistore, che viene montato sul suo zoccolo com'è indicato nella fig. 2.2. I transistori di questo tipo presentano basse capacità di collettore e possiedono quindi buoni coefficienti di amplificazione per frequenze fino a parecchi megahertz. Si possono impiegare negli stadi a radiofrequenza dei ricevitori e nei circuiti impulsivi. Non sono in genere previsti per correnti molto elevate.

2.3. — Transistori a diffusione.

Questo processo parte da una sbarretta di Germanio *n* già delle dimensioni finali di circa 0,3×0,3×3 mm.

Un'estremità di questa sbarretta è riscaldata fino a inizio della fusione, e quindi raffreddata molto rapidamente. Con un dosaggio accurato delle impurità nel materiale di partenza, al confine fra la porzione rimasta solida e quella fusa, si viene a formare un sottile strato *p*, mentre tutto il resto della sbarretta rimane di tipo *n*.

Il principio è ancora quello dell'accrescimento progressivo, soltanno che qui si agisce sul singolo elemento, destinato a costituire un transistore, anzichè su un grosso lingotto di Germanio.

La fig. 2.3. rappresenta un transistore di questo tipo.

La preparazione per diffusione ha il vantaggio di permettere un controllo molto preciso dello spessore dello strato *p* di base, assicurando quindi la maggiore uniformità di caratteristiche. Con questo sistema vengono anche preparati i tetrodi a giunzione, che si ottengono prevedendo una seconda connessione esterna sullo strato di base. (vedi capitolo IX).

Anche molti transistori al Silicio sono fabbricati con un procedimento analogo. Un grosso monocristallo di Silicio, convenientemente addizionato di impurità, è sezionato in migliaia di sbarrette. L'estremità di ogni sbarretta è quindi fusa e fatta raffreddare, provocando così una zona a tenore molto basso di impurità. Un successivo riscaldamento prolungato (ma senza fusione) in forno, provoca la diffusione delle impurità nel reticolo cristallino. Un tale sistema di diffusione allo stato solido permette l'ottenimento di regioni di base

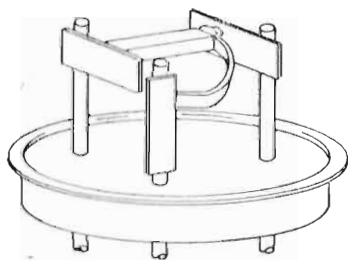



Fig. 2.3 - Transistore a diffusione (General Electric).

sottili fino a qualche micron. Dopo che gli elettrodi sono saldati sulla sbarretta ed il transistore è incapsulato, si procede ancora ad un invecchiamento di oltre 150 ore in un forno.

Tutto il processo permette una produzione molto uniforme ed assicura la migliore utilizzazione dei costosi monocristalli di Silicio.

CAPITOLO III

FISIONOMIA DEI TRANSISTORI

3.1. — Generalità.

La domanda che sovente il tecnico di oggi si pone è la seguente: devo usare i transistori o i tubi elettronici?

Il primo concetto da tenere presente è che il transistore differisce dal tubo elettronico sotto tutti i punti di vista, benchè sia vero che entrambi hanno una caratteristica in comune, di dare cioè amplificazione.

Per usare soddisfacentemente i transistori occorre studiare una tecnica circuitale interamente nuova.

Ed anche quando si possiede una buona padronanza di essa, si deve evitare in generale di trasformare un circuito a valvole, sostituendo valvola per valvola con un transistore. Il circuito va invece progettato completamente su nuove basi.

Un progetto corretto può portare ad una sicurezza di funzionamento che il tubo elettronico non può neppure approssimare. Inoltre il transistore permette una più grande libertà d'invenzione.

Se è quindi vero che per ora il transistore non può sostituire ogni tipo di valvola, è anche vero che esso ha delle possibilità precluse ai tubi elettronici.

3.2. — Confronto fra valvola e transistore.

Nella fig. 3.1. sono confrontati a titolo indicativo un tubo elettronico ed un transistore a giunzione, che si immaginano impiegati come amplificatori.

Come si vede, il guadagno di potenza che in una valvola è

teoricamente infinito, possiede invece un valore finito nel caso del transistore.

L'impedenza di uscita di un transistore è relativamente elevata e paragonabile a quella di una valvola, mentre l'impedenza di in-

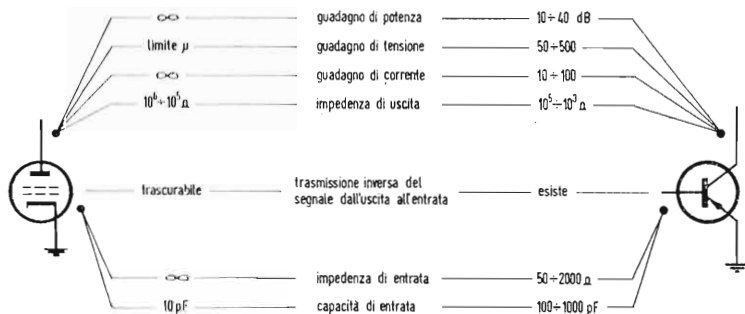



Fig. 3.1. - Confronto fra tubo elettronico e transistore, impiegati come amplificatori.

gresso è molto ridotta. Quando si desidera realizzare il massimo guadagno di potenza da un amplificatore a transistore è pertanto necessario accoppiare gli stadi mediante un trasformatore d'impedenza, il quale adatta l'impedenza di uscita di uno stadio all'impedenza di ingresso del successivo.

Alle basse frequenze il problema non presenta difficoltà.

Alle alte frequenze l'accoppiamento ottimo si può realizzare soltanto per bande assai strette, sopratutto perchè tutti i parametri di un transistore dipendono dalla frequenza. La reazione del segnale all'uscita sull'entrata, che praticamente non esiste nel caso del tubo elettronico, è invece sensibile con i transistori. Questo effetto può essere neutralizzato da reti esterne di compensazione, che però diventano difficili da progettare per una banda passante troppo larga.

In molte applicazioni sia il tubo elettronico che il transistore possono essere usati semplicemente come interruttori. Essi vengono a lavorare cioè in due sole condizioni: piena conduzione ovvero interdizione. Qualunque dispositivo interruttore possiede delle limitazioni ed in particolare si tratta della massima tensione sopportata a circuito aperto (interdizione) e della massima corrente ammissibile a circuito chiuso (conduzione). Il primo di questi stati è accompagnato dalla presenza di una corrente di fuga, ed il secondo dalla caduta di tensione residua ai capi dell'interruttore.

La fig. 3.2. confronta ancora un tubo elettronico ed un transi-

store a giunzione al Germanio tipici, impiegati come interruttori. Come si può notare, il transistore è affetto, a circuito aperto, da una corrente di fuga apprezzabile, mentre a circuito chiuso presenta una resistenza inferiore a quella di un tubo.

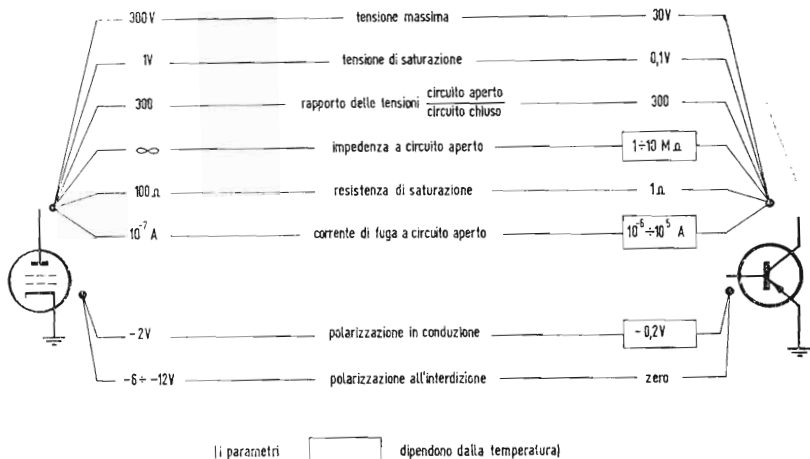



Fig. 3.2. - Confronto fra tubo elettronico e transistore, impiegati come interruttori.

Per basse tensioni il transistore è un ottimo interruttore, e trova numerose applicazioni in contatori, circuiti impulsivi ed in generale in ogni circuito a due punti di lavoro, chiuso o aperto.

È compito del progettista di studiare il circuito in modo che esso non sia disturbato dalla corrente di fuga, che aumenta rapidamente con la temperatura. Sono migliori sotto questo riguardo i transistori al Silicio.

3.3. — Il problema della scelta.

Non soltanto l'avvento del transistore ha provocato una rivoluzione nella tecnica elettronica. Molte altre tecnologie hanno attualmente un effetto importante sulla diffusione dei transistori ed in generale dei dispositivi a semiconduttori.

Per esempio la miniaturizzazione era in pieno sviluppo quando il transistore fece la sua prima apparizione.

Il basso consumo e le piccole dimensioni del nuovo dispositivo lo resero immediatamente prezioso in questa tecnica, ed in breve

tempo furono disponibili tutti i componenti relativi ad esso in edizione miniaturizzata.

Un fenomeno analogo si ebbe nella tecnica dei circuiti stampati.

Al giorno d'oggi non possiamo però negare un fatto ben determinato: per quanto i transistori siano perfezionati, anche il tubo elettronico esiste. Il transistore è certamente più piccolo, di maggior rendimento e potenzialmente più economico.

Ma il tubo elettronico d'altra parte è un dispositivo che ha raggiunto un altissimo grado di sviluppo e che esiste in migliaia di tipi differenti, in grado di realizzare una grande varietà di funzioni. La situazione è ben differente da quella che si era manifestata quando fu inventato il tubo elettronico. A quel tempo non esisteva alcun altro dispositivo capace di svolgere le stesse funzioni. Anche le valvole non eccessivamente perfezionate del primo quarto di secolo non avevano competitori, ed erano l'elemento vitale delle prime applicazioni elettroniche.

Attualmente il transistore deve combattere sulla base del costo, della sicurezza di funzionamento e del rendimento per competere con i tubi elettronici.

Il valore del transistore è oggi legato sia alla sua qualità di svolgere nuove funzioni che anticamente non erano concepibili, sia alla capacità di svolgere antiche funzioni con efficacia maggiore.

Quante volte infatti un progettista di circuiti a tubi elettronici si augurava di avere una valvola che lavorasse con un flusso di cariche positive anzichè di elettroni, per risolvere più agevolmente qualche problema. Ora egli ha a disposizione i transistori *n-p-n* e *p-n-p* i quali lavorano con entrambi i tipi di portatori di cariche, e sono complementari agli effetti delle caratteristiche.

I criteri che possono guidare la scelta fra transistore e valvola sono pertanto collegati con le opportunità presentate dai transistori:

1) – La vita teoricamente infinita e l'aumento della sicurezza di funzionamento nei rispetti delle valvole.
Questo punto è particolarmente interessante per le applicazioni industriali e militari.

2) – La riduzione dell'ingombro e del consumo, e per conseguenza la maggior libertà nella disposizione delle parti. Ciò è di grande utilità nel caso di apparecchiature elettroniche estremamente complesse e di apparecchiature portatili.

Un esempio è l'applicazione sempre più diffusa dei transistori nella tecnica telefonica. Sovente in questo campo si rinunciava all'impiego di tubi elettronici perchè non si voleva che il servizio si interrompesse nel caso di una interruzione di corrente sulla rete e perchè

la manutenzione era troppo onerosa. Circuiti a transistori sono ora usati per amplificare la corrente fonica, in vista di ridurre la corrente continua che deve essere fornita dalla centrale. Per eliminare un watt o più a 20 Hz ora impiegato per la suoneria, la si sostituisce con un piccolo amplificatore e altoparlante, eccitati da un segnale a frequenza udibile a basso livello.

Anche i selettori telefonici, attualmente a relè, potranno venir sostituiti dai transistori usati come interruttori.

Già da tempo si erano fatti tentativi per realizzare la selezione mediante tubi elettronici: essi sono più rapidi dei transistori, ma questi ultimi sono sempre migliaia di volte più rapidi dei relè. Inoltre i circuiti a tubi elettronici richiedono una grande potenza continua di alimentazione per l'accensione, benchè ogni valvola sia usata soltanto per brevissimi periodi.

Un altro esempio delle possibilità dei transistori è dato dalle applicazioni militari. Le prime apparecchiature che impiegarono transitsori su vasta scala furono i trasmettitori di coordinate AN/TSQ-7 e AN/TSQ-8, costruiti dalla Western Co.

Essi sono usati per trasmettere dei dati forniti da un radar per via telefonica. Il radar fornisce tre tensioni continue, che rappresentano, ad ogni istante le coordinate rettangolari di un aereo rispetto all'antenna del radar.

Queste tensioni non si possono trasmettere senza errore a grandi distanze su normali linee telefoniche. L'apparecchio AN/TSQ-7 converte queste tensioni in valori numerici rappresentati da impulsi, che sono trasmessi al ritmo di 750 al secondo. Il ricevitore converte nuovamente gli impulsi in tensioni continue, riproducendo le tre coordinate quali erano all'origine.

Tutto il sistema era già stato realizzato con tubi elettronici, con la sigla AN/TSQ-1, ed esso impiegava 370 valvole.

Il nuovo tipo fa uso di 40 valvole solamente e 200 transistori, occupa un quinto del volume del precedente. Dei 200 transistori quelli usati per operazioni digitali (tutto o niente) sono del tipo a punte; transistori a giunzione sono usati solo per le operazioni lineari.

Nel frattempo i progressi dei transistori continuavano, ed è ora allo studio la versione completamente transistorizzata dell'apparecchio AN/TSQ-7, che risulterà ridotto a un decimo del volume del AN/TSQ-1.

Un apparecchio analogo è il trasmettitore e ricevitore automatico di dati AN/USC-2, che fu direttamente progettato con transistori a punte, e successivamente modificato con i più moderni transistori a giunzione. I dati sono trasmessi su di un unico canale a radiofrequenza, nelle due direzioni, fra una nave portaerei e 100 aeroplani.

I dati trasmessi dalla nave comprendono le coordinate per l'intercettamento degli obbiettivi e per il ritorno alla portaerei. Quelli trasmessi dagli aerei sono le conferme di ricezione e le informazioni sulla distanza, quota, direzione e velocità dell'aeroplano.

L'apparecchio a bordo degli aerei comprende 220 transistori, e quello a bordo della nave 300.

Altre applicazioni ove i transistori sono i soli elementi utilizzabili si trovano nel campo dei missili. Transistori a giunzione del tipo ottenuto per diffusione stanno ora ruotando attorno alla Terra nei satelliti "Explorer" e "Vanguard".

Come si può vedere da questi esempi, si è in pieno periodo di espansione sia nello studio delle applicazioni che in quello della tecnologia dei transistori. I materiali finora impiegati nella costruzione dei milioni di transistori commerciali sono il Germanio ed il Silicio. Ma già si sono ottenuti altri semiconduttori: monocristalli di Ossido di Zinco, rappresentativo del gruppo dei semiconduttori composti, sono stati preparati ed esaminati sotto il punto di vista delle proprietà elettroniche, più complicate di quelle del Germanio e del Silicio, ma promettenti per le future realizzazioni.

Concluderemo con un consiglio: la decina d'anni intercorsi dall'invenzione del primo transistore a oggi è stata piena di eccitanti scoperte, e negli anni futuri altre saranno fatte. Ma il progettista non deve usare i transistori solo per seguire una moda. Egli deve accettarli come un nuovo accessorio del suo bagaglio tecnico ed imparare a conoscerne la personalità ed il comportamento per utilizzarli con reale beneficio.

CAPITOLO IV

DEFINIZIONI DEI PARAMETRI E DELLE CARATTERISTICHE

4.1 - Generalità.

Molte sono le proprietà di un transistore che possono venir specificate.

Cercheremo qui di dare una visione di insieme del modo di comportarsi di questo piccolo ma complicato oggetto. Anzitutto sarà definito il significato di alcune grandezze caratteristiche e grandezze limite.

In seguito si procederà ed un esame più approfondito del comportamento elettrico del transistore, immaginando che esso sia posto a funzionare entro i limiti di tensione, corrente, frequenza e temperatura ammissibili.

4.2. Correnti di fuga.

Se ne definiscono in genere due, e costituiscono un dato molto importante del transistore, specialmente quando si prendono in esame:

a) considerazioni di stabilità con la temperatura.

b) comportamento in regime impulsivo e applicazioni del transistore come commutatore.

I_{co} indica generalmente la corrente che circola fra collettore e base, quando l'emettitore è lasciato senza collegamento e la giunzione base-collettore è polarizzata in senso inverso.

Per polarizzazione in senso inverso si intende una polarizzazione che fa circolare la corrente nella direzione ad elevata resistenza della giunzione.

I'_{co} è la corrente di fuga che circola fra il collettore e l'emettitore, quando la base è senza collegamento.

Queste correnti sono poco dipendenti dalla tensione applicata, hanno valori molto prossimi che si aggirano, alla temperatura ambiente intorno a qualche μA.

Solo nel caso di grossi transistori di potenza o di commutazione si può arrivare a qualche centinaio di μA.

Talvolta sui cataloghi è anche riportata la corrente di fuga I_{eo}: corrente di emettitore con la giunzione di emettitore polarizzata in senso inverso e la base collegata al collettore.

4.3. — Valori limite.

Fra i dati dei transistori compaiono sempre i valori limite delle tensioni e correnti applicabili ai vari elettrodi. Si specificano in generale separatamente i valori limite di tensione e corrente in regime statico, che corrispondono ai valori efficaci in regime sinusoidale, ed i valori massimi in regime sinusoidale od impulsivo. In questo ultimo caso viene anche specificata la frequenza minima ovvero il tempo massimo durante il quale il valore di picco può essere sopportato senza danni dal transistore.

Questi valori massimi di tensione e corrente non devono il linea normale esistere contemporaneamente sul transistore, e sono comunque validi soltanto se non è raggiunta la temperatura massima di funzionamento del cristallo.

Questa temperatura è un altro dato limite ben definito del transistore: nel capitolo VI sarà effettuato un esame più approfondito di questo argomento.

Per i transistori al Germanio la temperatura limite è compresa fra 75°C e 95°C e per quelli al Silicio fra 120°C e 150°C. Al di là di questa temperatura il meccanismo della semiconduzione risulta profondamente modificato in maniera irreversibile, ovvero distrutto.

La dissipazione massima in un transistore non è invece un dato limite assoluto, perchè essa dipende sia dalla temperatura ambiente che dal montaggio meccanico del transistore (forma e natura del telaio, ventilazione, ecc.).

Un dato importantissimo dei cataloghi a questo soggetto è invece la resistenza termica esistente fra la giunzione e l'involucro.
La resistenza termica si definisce come la differenza di temperatura

fra la giunzione e l'involucro per unità di potenza dissipata nella giunzione. Essa si misura quindi in gradi centigradi per watt ovvero per milliwatt. Mediante questo dato, praticamente indipendente dalle variazioni della temperatura dell'ambiente, è possibile conoscere durante il funzionamento la temperatura dalla giunzione. Basterà infatti moltiplicare la resistenza termica per la dissipazione ed aggiungere questo valore alla temperatura misurata sull'involucro per conoscere la temperatura effettiva della giunzione, inaccessibile ad un termometro.

Valori indicativi della resistenza termica che indicheremo con k_g sono i seguenti:

transistori di potenza
in involucro metallico: $k_g = 1 \div 3$ °C/W

transistori in involucro
di resina o di vetro: $k_g = 0,1 \div 10$ °C/mW

Un ulteriore dato limite del transistore è la frequenza massima a cui esso può funzionare. Tratteremo questo problema un po' più in dettaglio nel capitolo V.

4.4 — Curve caratteristiche.

Componenti elettronici abbastanza complicati, come le valvole ed i transistori, si lasciano descrivere, per quanto riguarda il loro comportamento elettrico, in un modo particolarmente semplice a mezzo di una serie di grafici, conosciuti sotto il nome di curve caratteristiche.

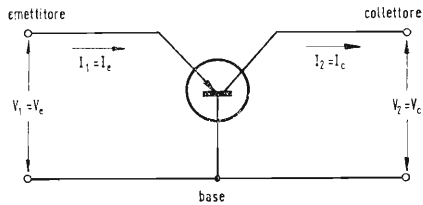



Fig. 4.1. - Nomenclatura delle grandezze.

Queste curve spiegano come variano tensioni o correnti di un elettrodo quando si variano tensioni o correnti su un altro elettrodo.

Prendiamo ora in esame un tipico transistore a giunzione con tre elettrodi. Qualunque sia il circuito in cui lo porremo a lavorare, possiamo immaginare di riferire ogni misura ad uno dei tre elettrodi.

Restano pertanto quattro grandezze di cui ci interessa conoscere la interdipendenza e precisamente tensione e corrente del secondo elettrodo, e tensione e corrente del terzo elettrodo.

Sono quindi necessari quattro grafici per descrivere completamente il funzionamento del transistore.

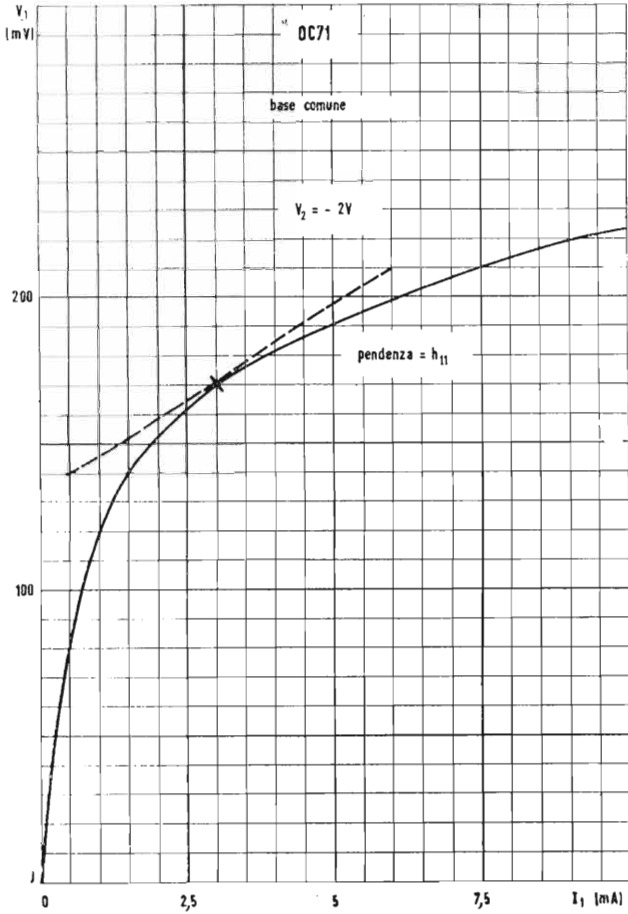



Fig. 4.2. - Caratteristica di ingresso.

Un'altra serie di quattro grafici è necessaria quando, per lo stesso transistore, si vogliano esprimere le caratteristiche con riferimento ad un altro degli elettrodi.

Una visione assolutamente completa del transistore si avrebbe

quindi con una serie di dodici grafici con curve caratteristiche, che corrisponderebbero ad opportune sezioni delle sei "superfici caratteristiche". Queste ultime sono una pura immaginazione matematica che sarebbe utile unicamente se fossimo abituati a disegni spaziali anzichè piani.

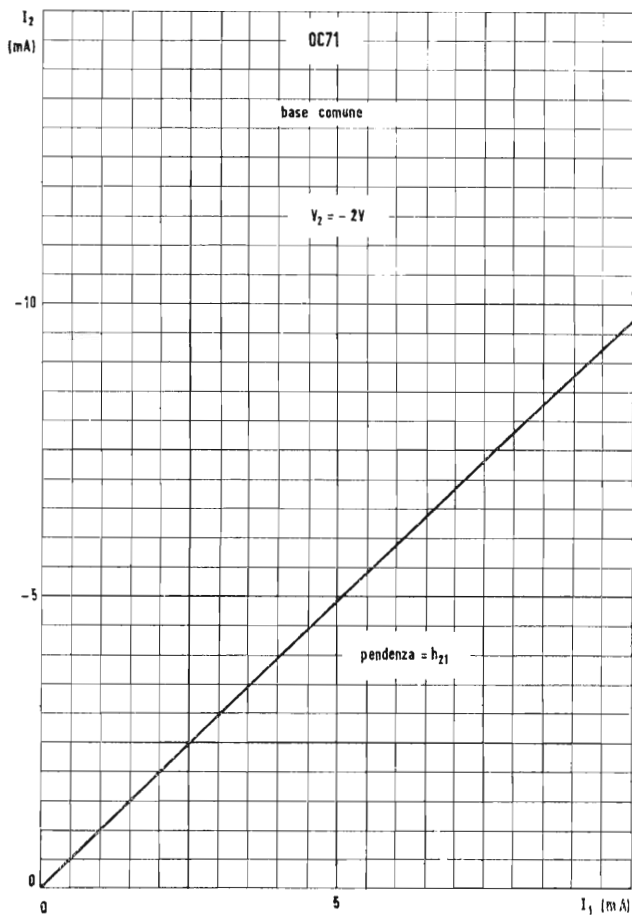



Fig. 4.3. - Caratteristica mutua delle correnti.

In realtà questi dodici grafici sono sovrabbondanti ed in generale il costruttore di transistori ce ne fornisce solo una parte, che si applica benissimo ai bisogni della calcolazione nei montaggi fondamentali con base comune ovvero con emettitore o collettore comune.

Nelle fig. 4.1., 4.2., 4.3., 4.4. e 4.5. è indicata una serie di grafici relativi ad un transistore OC71 *p-n-p* nel montaggio a base comune.

La fig. 4.2. mostra quella che è conosciuta come "caratteristica di ingresso", e riporta le variazioni della corrente di ingresso I_1 in funzione della tensione di ingresso V_1, per una tensione di uscita V_2

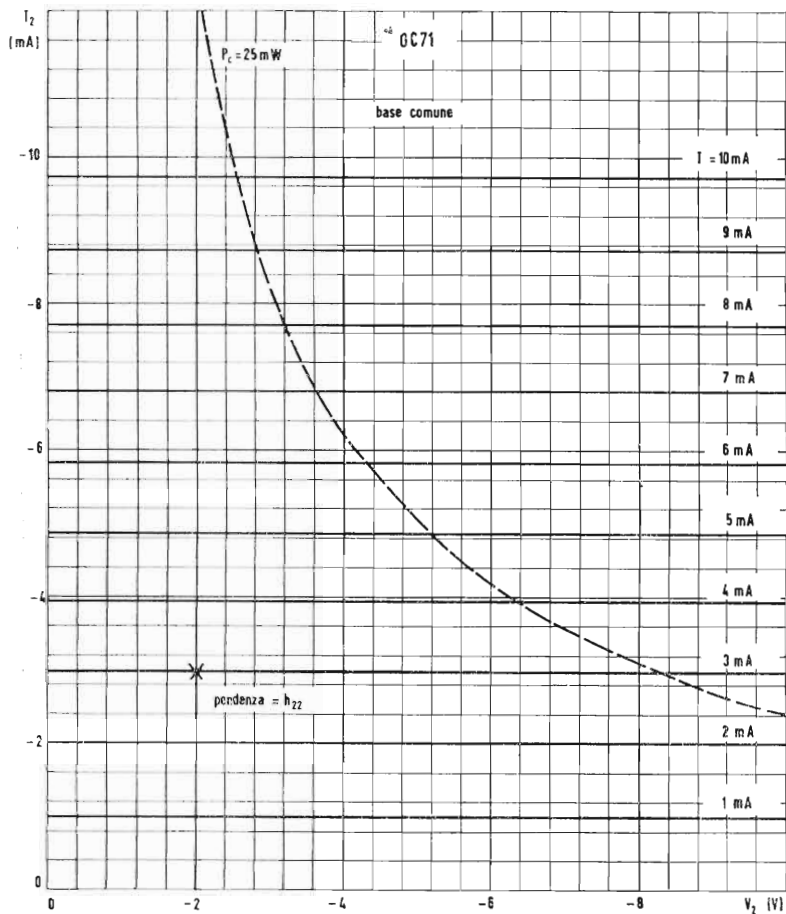



Fig. 4.4. - Caratteristica di uscita.

costante. Ricordiamo che nel montaggio a base comune l'emettitore è l'elettrodo d'ingresso ed il collettore l'elettrodo di uscita.

La fig. 4.3. è la "caratteristica mutua" ed indica le variazioni della corrente di uscita I_2 in funzione della corrente di entrata I_1, per una tensione di uscita V_2 costante.

La fig. 4.4. è la caratteristica più importante, la "caratteristica di uscita", e mostra la correlazione fra la corrente di uscita I_2 e la tensione di uscita V_2 per una serie di valori fissi della corrente di entrata I_1. In generale essa riporta anche la curva $VI =$ costante,

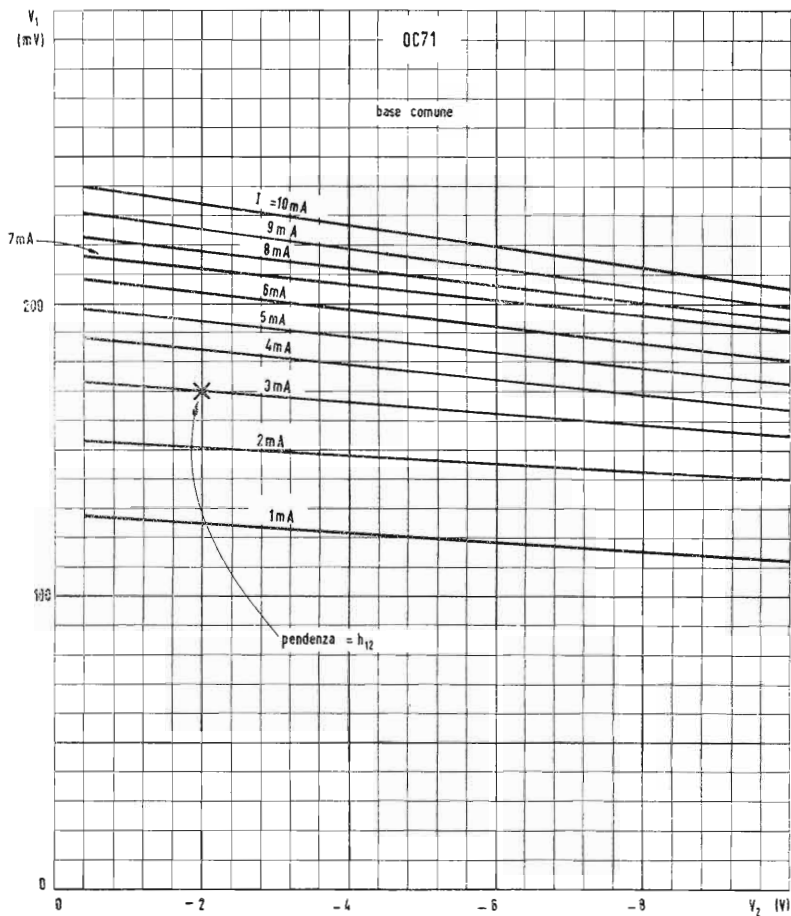



Fig. 4.5. - Caratteristica mutua delle tensioni.

corrispondente alla dissipazione massima ammissibile di collettore.

La fig. 4.5. è la " caratteristica mutua " delle tensioni, che mette in evidenza le variazioni della tensione di entrata V_1 con le variazioni della tensione di uscita V_2, per una serie di valori fissi della corrente di entrata I_1.

Lo scopo fondamentale di questi grafici è quello di permettere al progettista di scegliere i valori delle tensioni e correnti continue di alimentazione per far funzionare correttamente il transistore.

Per esempio, se il transistore è chiamato a lavorare con una tensione di collettore di —2 V ed una corrente di —3 mA, (punto medio di lavoro), la fig. 4.3. indica la corrente di emettitore necessaria, e la fig. 4.2. la corrispondente tensione di emettitore.

Se ad esempio il punto di lavoro deve essere spostato ad un valore più elevato di corrente, la fig. 4.4. indica che non è richiesta alterazione della corrente di emettitore, ma che è necessaria una variazione della tensione di emettitore.

In secondo luogo l'impiego di questi grafici è necessario nel progetto di:

— stadi amplificatori di uscita a bassa frequenza,
— stadi in regime impulsivo,
— stadi di commutazione,

cioè in tutti quei casi in cui sono coinvolti segnali di grande ampiezza.

4.5. — I parametri per piccoli segnali.

Esistono poi delle applicazioni in cui il segnale è piccolo in confronto con le tensioni e correnti continue di alimentazione. In questa condizione il punto di lavoro si sposta poco con le variazioni del segnale, e difficile sarebbe calcolare impedenze, amplificazioni ed altre grandezze dai grafici già visti con sufficiente approsimazione.

Inoltre, per queste piccole variazioni, la curva caratteristica nell'intorno del punto di lavoro, si può ritenere rettilinea e tangente alla curva reale.

Per questo il costruttore, oltre alle curve caratteristiche, ci fornisce i parametri per piccoli segnali, validi per un determinato punto di lavoro del transistore, e consigliato dal costruttore stesso. Con la conoscenza di questi parametri la calcolazione della maggior parte dei circuiti a transistori diventa estremamente facile.

Una difficoltà pertanto esiste: non tutti i costruttori hanno scelto un medesimo sistema per fornire questi parametri: essi possono infatti venir scelti in tanti modi. Si può cercare per esempio di esprimere questi parametri in modo che riflettano bene la struttura interna del transistore e si prestino ad essere facilmente misurati. Questo si-

stema è quello dei parametri "T", e permette di disegnare un circuito equivalente molto intuitivo, (fig. 4.6.) ma ha il difetto di portare a calcolazioni circuitali alquanto complesse.

Un sistema speciale, proposto dalla Casa inglese Mullard, impiega cinque parametri in luogo dei quattro che sarebbero sufficienti,

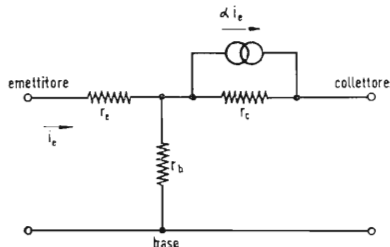



Fig. 4.6. - Circuito equivalente a « T » di un transistore.

e porta a delle formule di calcolazione estremamente semplificate. Esso non ha avuto però una grande diffusione.

Esiste un terzo sistema che riduce il transistore ad un quadripolo, cioè ad una scatola nera provveduta di due morsetti di entrata e di due morsetti di uscita.

I parametri, cosidetti "ibridi" che individuano il comportamento del quadripolo sono facilmente misurabili, ma fittizi, non rappresentano cioè in alcun modo la vera essenza del fenomeno che si svolge nel transistore, nè per esempio le resistenze reali del cristallo semiconduttore. Ciò però non ha alcuna importanza per il progettista, che vede giustamente il transistore come una scatoletta nera con un certo numero di terminali.

Ed è quindi su questo sistema, molto diffuso sia in America che in Europa, su cui ci soffermeremo per un esame più dettagliato.

Termineremo questo paragrafo mettendo in luce le generiche caratteristiche relative ai tre montaggi fondamentali in cui si può impiegare un transistore a giunzione come amplificatore:

TABELLA

	Emettitore comune	Base comune	Collettore comune
Impedenza d'ingresso	alta	bassa	molto alta
Impedenza di uscita	media–alta	molto alta	bassa
Guadagno di corrente	alto	< 1	alto
Guadagno di tensione	alto	alto	< 1
Guadagno di potenza	massimo	alto	alto

4.6. — Il sistema ibrido.

I parametri del sistema ibrido chiamati anche parametri h non sono altro che le pendenze delle quattro curve caratteristiche, relative ad un determinato montaggio, in corrispondenza del punto di lavoro nominale.

Prendiamo ad esempio il montaggio a base comune del transistore OC71, di cui sono state riportate le caratteristiche.

I parametri ibridi in queste condizioni sono definiti come segue (si fa uso di caratteri minuscoli per indicare piccoli incrementi o variazioni nelle tensioni o nelle correnti):

$h_{11} = \frac{v_1}{i_1} =$ pendenza della caratteristica di ingresso (fig.4.2.), cioè l'impedenza di ingresso per tensione di uscita costante.

$h_{21} = \frac{i_2}{i_1} =$ pendenza della caratteristica mutua (fig. 4.3.), cioè il guadagno di corrente per tensione di uscita costante.

$h_{22} = \frac{i_2}{v_2} =$ pendenza della caratteristica di uscita (fig. 4.4.), cioè l'ammettenza di uscita per una corrente di entrata costante, in altre parole il reciproco dell'impedenza di uscita.

$h_{12} = \frac{v_1}{v_2} =$ pendenza della caratteristica mutua delle tensioni (fig. 4.5.), cioè la reazione di tensione per una corrente di ingresso costante.

Ora, in pratica, questi piccoli incrementi v_1, i_1, v_2 ed i_2 rappresentano l'ampiezza di piccoli segnali a corrente alternata.

La locuzione " tensione di uscita V_2 costante " è equivalente a $v_2 = 0$, cioè uscita in corto circuito agli effetti della corrente alternata. Ciò può essere veramente realizzato per la misura del parametro corrispondente connettendo una grande capacità in parallelo sull'uscita.

Similmente " corrente di ingresso I_1 costante " è come dire $i_1 = 0$, cioè ingresso in circuito aperto agli effetti della corrente alternata. Questa condizione si può realizzare in pratica portando la necessaria polarizzazione all'ingresso attraverso una resistenza elevata od una induttanza.

Sotto la luce di queste considerazioni, è più usuale veder definiti i parametri h come segue:

h_{11} = impedenza di ingresso con uscita in corto circuito.

h_{21} = guadagno di corrente con uscita in corto circuito.

h_{22} = ammettenza di uscita con ingresso a circuito aperto.

h_{12} = reazione di tensione con ingresso a circuito aperto.

È evidente che h_{11} sarà misurato in ohm, h_{22} in ohm reciproci (ovvero mho o micromho), e che h_{12} e h_{21}, quali rapporti di grandezze dello stesso genere, sono numeri puri.

A causa appunto di queste differenti dimensioni, i parametri h sono chiamati "ibridi".

Consideriamo ora lo schema della fig. 4.7. che rappresenta il

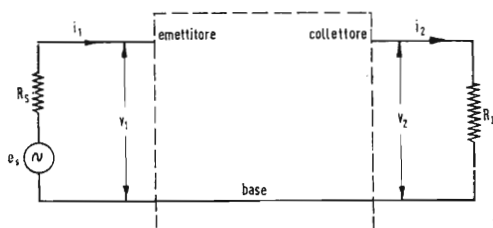



Fig. 4.7. - Transistore come quadripolo.

transistore ridotto ad un quadripolo, di cui immaginiamo di conoscere i parametri ibridi (fornitici dal costruttore). Tutte le tensioni e correnti indicate rappresentano le ampiezze dei piccoli segnali alternati in gioco, e si suppone che il transistore sia portato a lavorare con opportune polarizzazioni continue al suo punto di lavoro nominale.

Vogliamo analizzare il suo comportamento.

Dalla definizione di h_{11} ,il prodotto h_{11} i_1 fornisce la tensione v_1 richiesta all'ingresso per fare circolare una corrente i_1 solo se l'uscita è in corto circuito.

In pratica invece esisterà una resistenza di carico R_L che svilupperà ai suoi capi una tensione di uscita v_2 dovuta alla corrente i_2 (ricordiamo che stiamo parlando delle sole componenti alternative).

A causa della reazione di tensione, fenomeno intrinsecamente legato al funzionamento del transistore, ed espresso da h_{12}, la tensione all'ingresso capace di far circolare la corrente i_1 va aumentata di una quantità pari al prodotto h_{12} v_2. Possiamo cioè scrivere:

$$v_1 = h_{11}\, i_1 + h_{12}\, v_2$$

Una simile considerazione vale per la corrente di uscita. Il termine $h_{21}\, i_1$ dà la corrente di uscita solo nel caso di uscita in corto circuito, ed il termine $h_{22}\, v_2$ è la correzione richiesta quando la tensione di uscita v_2 non è nulla. Scriveremo quindi:

$$i_2 = h_{21}\, i_1 + h_{22}\, v_2$$

Siamo riusciti così a scrivere due relazioni che collegano le quattro variabili del problema, cioè v_1, i_1, v_2 ed i_2.

Ce ne mancano altre due per rendere completamente determinato il problema.

Per una resistenza di carico R_L, vale a dire una conduttanza di carico G_L, $= \frac{1}{R_L}$, v_2 ed i_2 sono collegate dalla semplice relazione:

$$v_2 = -\, i_2\, R_L$$

ovvero

$$i_2 = -\, v_2\, G_L$$

Il segno meno sta ad indicare che se la corrente va verso il negativo, la tensione va verso il positivo.

Se la sorgente del segnale, di tensione e_s e resistenza R_s, è ora considerata, possiamo scrivere l'ultima relazione che ci occorre fra v_1 ed i_1:

$$v_1 = e_s - i_1\, R_s$$

Come vedremo nel paragrafo seguente, le quattro equazioni ricavate permettono di calcolare le caratteristiche fondamentali di qualunque stadio di un amplificatore a bassa frequenza a transistore.

In base ai risultati si potrà decidere per il sistema di accoppiamento (a trasformatore, a resistenza-capacità, o diretto) e per le caratteristiche dell'alimentazione.

Riassumiamo qui le quattro equazioni:

$$v_1 = h_{11}\, i_1 + h_{12}\, v_2 \qquad [1]$$

$$i_2 = h_{21}\, i_1 + h_{22}\, v_2 \qquad [2]$$

$$i_2 = -\, v_2\, G_L \qquad [3]$$

$$v_1 = e_s - i_1\, R_s \qquad [4]$$

Nelle prime due sono coinvolti soltanto i parametri del transi-

store, mentre nelle altre due entrano in gioco solo i parametri del circuito esterno, G_L ed R_s.

Nota: h_{21}, come si vede dai cataloghi, ha un valore negativo nel montaggio base comune, cioè la reazione di tensione dall'uscita all'entrata si presenta con una inversione di fase.

4.7. — Derivazione delle formule pratiche.

Dalle quattro equazioni generali del quadripolo si possono ricavare le formule pratiche per calcolare tutte le grandezze che interessano il progettista.

Si richiama l'attenzione su due punti fondamentali:

1) per ogni transistore si possono ottenere dai cataloghi i valori dei quattro parametri ibridi relativi al montaggio base comune, dei quattro relativi al montaggio emettitore comune ed eventualmente dei quattro per collettore comune.

Se il costruttore fornisce i valori dei parametri del circuito equivalente a "T", questi possono venir trasformati in parametri ibridi mediante le formule di passaggio riportate alla fine di questo capitolo.
La stessa tabella permette, noti i quattro parametri ibridi del montaggio base comune, di ricavare i parametri ibridi degli altri due montaggi.

Queste affermazioni sono facilmente comprensibili: il transistore è sempre fisicamente il medesimo. Pertanto tutti i parametri dei sistemi differenti, dei modi di utilizzazione differenti (base comune, emettitore comune, collettore comune), devono risultare legati da formule di trasformazione, ed è pertanto sufficiente conoscerne in partenza solo quattro.

Tutti questi sistemi di parametri sono niente altro che un linguaggio differente per descrivere il transistore, la cui essenza è sempre la stessa.

Ci si può augurare soltanto che, a poco a poco, tutti i costruttori si orientino verso un unico sistema di espressione, ciò che più o meno è avvenuto nel caso dei tubi elettronici. I parametri normalmente usati per essi, cioè il coefficiente di amplificazione, la conduttanza mutua (ovvero pendenza) la resistenza interna, costituiscono esattamente un sistema "ibrido", ricavato dalle pendenze delle curve caratteristiche nel punto nominale di lavoro.

Questa è la ragione per cui nella presente trattazione ab-

biamo voluto mettere in evidenza il solo sistema dei parametri ibridi.

2) Le formule pratiche che seguono sono tutte derivate con semplici operazioni algebriche dalle quattro equazioni fondamentali. Esse sono valide per calcolare qualunque stadio amplificatore per piccoli segnali, vale a dire segnali la cui ampiezza è una modesta frazione delle correnti e tensioni di alimentazione.

Esse sono valide inoltre per qualunque tipo di montaggio, cioè base comune, emettitore comune e collettore comune, purchè ogni volta si prendano i quattro parametri ibridi corrispondenti.

Guadagno di corrente:

Eliminando i_2 fra le equazioni [2] e [3]

si ottiene: $$O = h_{21}\, i_1 + v_2\, (h_{22} + G_L)$$

ovvero $$v_2 = -\, i_1 \frac{h_{21}}{h_{22}+G_L} \qquad [5]$$

Quindi, dalla [3]

$$i_2 = i_1 \frac{h_{21}\, G_L}{h_{22} + G_L} \qquad [6]$$

Possiamo quindi scrivere l'espressione del guadagno effettivo di corrente:

$$A_i = \frac{i_2}{i_1} = h_{21} \frac{G_L}{h_{22} + G_L} \qquad [7]$$

Appare da questa relazione come il guadagno effettivo aumenti e si avvicini tanto più a quello teorico, quanto più grande è la conduttanza di carico G_L, cioè più piccola la resistenza di carico $R_L = \frac{1}{G_L}$.

Resistenza di ingresso:

Sostituendo l'equazione [5] nella [1], si ha:

$$v_1 = i_1 \left(h_{11} - h_{12} \frac{h_{21}}{h_{22} + G_L} \right)$$

$$= i_1 \frac{h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21} + h_{11} G_L}{h_{22} + G_L}$$

$$= i_1 \frac{\Delta + h_{11} G_L}{h_{22} + G_L} \qquad [8]$$

dove $\Delta = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$ rappresenta il determinante della matrice dei coefficienti delle equazioni del quadripolo [1] e [2].

La resistenza d'ingresso è quindi data da:

$$R_{in} = \frac{v_1}{i_1} = \frac{\Delta + h_{11} G_L}{h_{22} + G_L} \qquad [9]$$

Come si vede anche la resistenza di ingresso aumenta quando si aumenta la conduttanza di carico, cioè si diminuisce la resistenza di carico.

Guadagno di tensione:

Dalle equazioni [5] e [8]

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = - \frac{h_{21}}{\Delta + h_{11} G_L} \qquad [10]$$

Il guadagno di tensione aumenta invece all'aumentare della resistenza di carico.

Guadagno di potenza:

Dalle equazioni [7] e [10]

$$A_p = A_v A_i = \frac{h^2_{21} G_L}{(\Delta + h_{11} G_L)\ (h_{22} + G_L)} \qquad [11]$$

Il guadagno di potenza, come ci si poteva aspettare dal modo di comportarsi opposto dei guadagni di tensione e di corrente, pre-

senta un massimo per una determinata resistenza di carico, di valore uguale alla resistenza di uscita del transistore.

Resistenza di uscita:

Questa resistenza può essere determinata nel modo più agevole dividendo la tensione di uscita in circuito aperto per la corrente di uscita in corto circuito.

Ricaviamo anzitutto l'espressione della corrente di ingresso:

(Fig. 4.7.)

$$i_1 = \frac{e_s}{R_s + R_{in}} \qquad [12]$$

Sostituendo alla resistenza di ingresso il suo valore:

$$i_1 = \frac{e_s}{R_s + \dfrac{\Delta + h_{11} G_L}{h_{22} + G_L}} \qquad [13]$$

Se l'uscita è in circuito aperto $G_L = O$ dalle [5] e [13] si ottiene la tensione di uscita:

$$v_2 = \frac{e_s}{R_s + \dfrac{\Delta}{h_{22}}} \cdot \frac{h_{21}}{h_{22}} \qquad [14]$$

Se l'uscita è in corto circuito, dalla fig. 4.7. e per le definizioni di h_{21} e h_{11}, si ottiene la corrente di uscita:

$$i_2 = \frac{e_s}{R_s + h_{11}} \cdot h_{21} \qquad [15]$$

La resistenza di uscita è quindi ottenuta dividendo la [14] per la [15]:

$$R_u = \frac{v_2}{i_2} = \frac{h_{11} + R_s}{\Delta + h_{22} R_s} \qquad [16]$$

La resistenza di uscita dipende pertanto dalla resistenza della sorgente del segnale di entrata.

Riassumendo:

— Resistenza di ingresso:

$$R_{in} = \frac{\Delta + h_{11} G_L}{h_{22} + G_L} \qquad [17]$$

— Resistenza di uscita:

$$R_u = \frac{h_{11} + R_s}{\Delta + h_{22} R_s} \qquad [18]$$

— Guadagno di corrente:

$$A_i = h_{21} \cdot \frac{G_L}{h_{22} + G_L} \qquad [19]$$

— Guadagno di tensione:

$$A_v = - \frac{h_{21}}{\Delta + h_{11} G_L} \qquad [20]$$

— Guadagno di potenza:

$$A_p = \frac{h^2_{21} G_L}{(h_{22} + G_L)(\Delta + h_{11} G_L)} \qquad [21]$$

In cui:

$\Delta = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$

$G_L =$ conduttanza di carico $= \frac{1}{R_L}$

$R_s =$ resistenza della sorgente del segnale.

4.8. — **Applicazione ai circuiti pratici.**

Come abbiamo accennato, le formule appena trovate sono universali, ed i parametri in esse contenuti dipendono da quale circuito fondamentale è stato scelto.

— *Base comune.* La fig. 4.8. indica un tipico circuito con base comune. Il punto di lavoro corrisponde ad una tensione base-collettore di circa 2V ed a una corrente di collettore di circa 0,5 mA.

I valori h_{11}, h_{21}, h_{22} e h_{12} possono essere ottenuti dal catalogo ed

inseriti direttamente nelle formule da [17] a [21] per calcolare il comportamento del circuito.

— *Emettitore comune.* (fig. 4.9.) Il punto di lavoro corrisponde ad

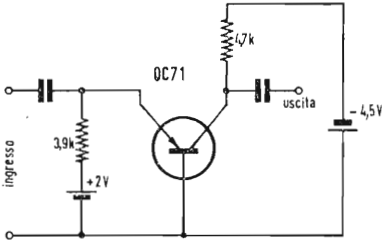



Fig. 4.8. - Stadio amplificatore a base comune.

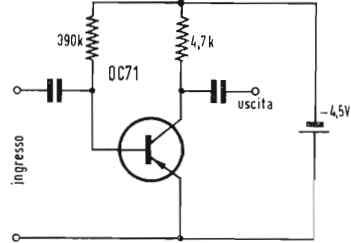



Fig. 4.9. - Stadio amplificatore a emettitore comune.

una tensione emettitore-collettore di circa 2V, e ad una corrente di collettore di circa 0,5 mA.

Anche i valori dei parametri *h* per il circuito emettitore comune sono normalmente dati dai cataloghi, e per distinguerli dai precedenti sono generalmente contrassegnati da un indice:

$$h'_{11}, \quad h'_{21}, \quad h'_{22} \quad \text{e} \quad h'_{12}$$

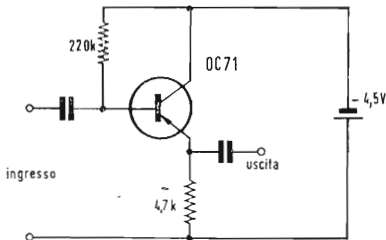
Ci sembra inutile ripetere che questi parametri sono differenti da quelli del circuito base comune, e che, sostituiti nelle formule da [17] a [21] portano a risultati totalmente differenti.

— *Collettore comune.* (Fig. 4.10.) Il punto di lavoro è sempre all'incirca uguale, ma il collettore è a massa agli effetti del segnale a corrente alternata, e l'uscita è presa sull'emettitore.

Fig. 4.10. - Stadio amplificatore a collettore comune.

Questo circuito può essere paragonato a quello dell'inseguitore catodico, con tubo a vuoto, ed è caratterizzato da alta impedenza d'ingresso e bassa impedenza di uscita.

I valori dei parametri h per questo circuito contrassegnati con doppio indice non sono generalmente forniti dal costruttore, ma è possibile derivarli dai precedenti, come è indicato dalla seguente tabella. In essa sono fornite anche le formule di passaggio con i parametri di tipo T:

BASE COMUNE

$$h_{11} = r_e + (1 - \alpha)\, r_b = r_e + \frac{r_b}{1+\alpha'}$$

$$-h_{21} = \alpha = \frac{\alpha'}{1+\alpha'}$$

$$h_{22} = \frac{1}{r_c}$$

$$h_{12} = \frac{r_b}{r_c}$$

EMETTITORE COMUNE

$$h'_{11} = (1 + \alpha')\, h_{11}$$

$$h'_{21} = \alpha'$$

$$h'_{22} = (1 + \alpha')\, h_{22}$$

$$h'_{12} = h'_{22}\, r_e$$

COLLETTORE COMUNE

$$h''_{11} = h'_{11}$$

$$h''_{21} = 1 + h'_{21}$$

$$h''_{22} = h'_{22}$$

$$h''_{12} = \frac{1}{1 + h'_{12}}$$

Le formule di passaggio sono valide soltanto se si fa riferimento sempre al medesimo punto di lavoro nominale.

Per orientare il lettore, diamo nella tabella che chiude questo paragrafo i valori dei parametri h nei tre sistemi di montaggio per un transistore OC 71, operante ad una tensione di collettore $V_c =$ $= -2V$ con una corrente di collettore $I_c = 0,5$ mA.

OC 71 $V_c = -2V$ $I_c = -0,5$ mA	BASE COMUNE	EMETTITORE COMUNE	COLLETTORE COMUNE
Impedenza di ingresso (Ω) con uscita in corto circuito	$h_{11} = 17$	$h'_{11} = 800$	$h''_{11} = 800$
Guadagno di corrente con uscita in corto circuito	$h_{21} = -0,979$	$h'_{21} = 47$	$h''_{21} = -48$
Ammettenza di uscita ($\mu\Omega^{-1}$) con ingresso a circuito aperto	$h_{22} = 1,6$	$h'_{22} = 80$	$h''_{22} = 80$
Reazione di tensione con ingresso a circuito aperto	$h_{12} = 8.10^{-4}$	$h'_{12} = 5,4.10^{-4}$	$h''_{12} = 0,999$
Determinante dei coefficienti delle equazioni del quadripolo	$\Delta = 8.10^{-4}$	$\Delta' = 0,04$	$\Delta'' = 48$

Sia ben chiaro che in qualunque sistema siano espressi i parametri, è sufficiente che essi siano in numero di quattro per individuare completamente il comportamento di un transistore; essi devono essere accompagnati dall'indicazione del punto di lavoro a cui sono riferiti; per un medesimo sistema esistono tre serie di quattro parametri che sono completamente diversi ma legati da relazioni determinate nel caso del montaggio a base comune, del montaggio ad emettitore comune, e del montaggio a collettore comune (meno frequente).

Quest'ultimo fatto è facilmente comprensibile, perchè, come abbiamo visto, lo stesso transistore si comporta in maniera totalmente diversa, per quanto riguarda impedenze, amplificazione, ecc., a seconda del tipo di montaggio.

Qualche costruttore fornisce anche grafici della variazione dei parametri per piccoli segnali quando si lavori con tensioni e correnti di alimentazione differenti da quelle nominali, e talvolta in funzione della variazione di temperatura.

CAPITOLO V

COMPORTAMENTO IN ALTA FREQUENZA

5.1. — Circuiti equivalenti.

Nel caso di amplificatori per frequenze superiori alle frequenze audio, non è più possibile servirsi unicamente dei parametri per piccoli segnali che abbiamo impiegato nelle formule pratiche per esprimere i guadagni e le impedenze.

Nella trattazione del capitolo IV era stato ammesso che il transistore rispondeva istantaneamente alle variazioni di tensione e di corrente impresse, e non si era tenuto conto delle capacità interne.

Con la definizione dei parametri *h* si è giunti alla rappresentazione del transistore secondo il circuito equivalente di fig. 5.1.

Questo circuito equivalente è pertanto utilizzabile per piccoli segnali e per regime statico, ovvero per frequenze basse e moderate.

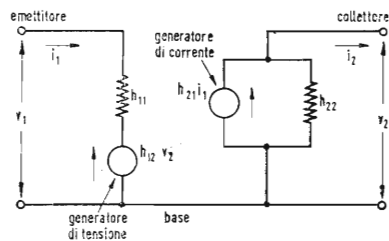



Fig. 5.1. - Circuito equivalente per bassa frequenza.

Quando si aumenta la frequenza del segnale, si raggiunge ad un dato momento il punto in cui le capacità interne del transistore non possono più essere trascurate, ed il tempo associato con la diffusione dei portatori di cariche diventa importante.

Anche i transistori quindi sono soggetti a limitazioni nel campo delle alte frequenze, esattamente come avviene per i tubi a vuoto, ed in conseguenza di questo fatto occorre modificare il circuito equivalente.

5.2. — Capacità interne.

La capacità rappresentata dalla giunzione di collettore può essere introdotta nel circuito equivalente come un condensatore C_c in parallelo alla conduttanza di uscita h_{22} (fig. 5.2.).

Per piccoli transistori questa capacità è dell'ordine di 5 ÷ 10 pF nei tipi ottenuti dal monocristallo a strati alterni *n-p*, e di 20 pF nei

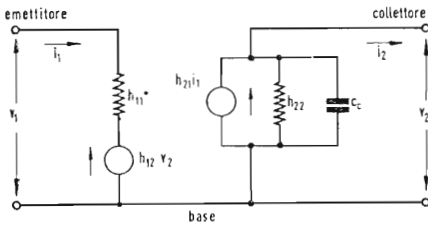



Fig. 5.2. - Circuito equivalente per alta frequenza.

tipi a giunzione riportata per lega, (in inglese rispettivamente " grown junction " e " fused junction ").

Questa capacità non è però rigorosamente costante, ed il suo valore decresce all'aumentare della tensione di collettore.

Anche la giunzione di emettitore presenta una capacità dello stesso ordine di grandezza: ma essa può venire ignorata perchè in funzionamento normale risulta in parallelo con una resistenza molto bassa.

5.3. — Tempo di transito.

Ai portatori di cariche occorre un tempo finito per diffondersi attraverso la base.

Questa situazione all'interno dal transistore impedisce che variazioni a frequenza elevata siano seguite nella stessa maniera in cui lo sono variazioni della stessa ampiezza, ma a bassa frequenza.

Praticamente a frequenze elevate, una notevole porzione dei portatori di cariche emessi verso la base non arriva in tempo a rag-

giungere la giunzione di collettore prima che la polarità del segnale applicato si inverta.

Da questo fatto risulta che numerosi portatori di cariche restano intrappolati a lungo nel materiale di base, con conseguente notevole aumento delle perdite per ricombinazione.

Il risultato è che il guadagno di corrente h_{21} diminuisce ed acquista un ritardo di fase.

Ciò comporta la stessa conseguenza per il coefficiente di reazione di tensione h_{12} e per la conduttanza di uscita h_{22}, i quali diminuiscono in ampiezza e risultano affetti da un ritardo di fase.

Così i parametri che in bassa frequenza potevano considerarsi come grandezze scalari, in alta frequenza vanno riguardati come vettori, portanti cioè una informazione di ampiezza ed una informazione di fase.

La situazione è analoga a quella che si verifica in un tubo a vuoto quando il tempo di transito degli elettroni non è trascurabile confrontato con la durata di un ciclo del segnale.

Nei transistori il fenomeno è già pronunciato a frequenze più basse che nei tubi a vuoto, a causa delle velocità normalmente molto più basse dei portatori di cariche (elettroni liberi e buchi).

La frequenza alla quale l'ampiezza del guadagno di corrente h_{21} è il 70,7% dell'ampiezza in regime statico o di bassa frequenza è chiamata "frequenza di taglio" (in inglese "alpha cutoff frequency") e indicata generalmente sui cataloghi con f_α.

Alla frequenza di taglio, per la quasi totalità dei transistori a giunzione, il ritardo di fase è prossimo a 58°.

È di ausilio notare il fatto che per frequenze superiori anche parecchie volte ad f_α, il guadagno di corrente varia nella stessa maniera in cui si comporta la risposta di un amplificatore a resistenza-capacità che presenti una frequenza uguale ad f_α per i punti al 70,7%. Si può pertanto ricorrere alle curve universali di amplificazione per lo studio del transistore in alta frequenza.

La frequenza di taglio aumenta quando si diminuisce lo spessore della base, ed è invece praticamente indipendente dalle polarizzazioni e dal punto di lavoro scelto.

Valori caratteristici di f_α per piccoli transistori a giunzione sono compresi fra 0,5 e 3 MHz.

La variazione con la frequenza del coefficiente di reazione h_{12} è più o meno esattamente la stessa di quella osservata per il guadagno di corrente h_{21}.

Una relazione matematica che fornisce il modo di variare del guadagno di corrente con la frequenza è la seguente:

$$\frac{h_{21}}{h_{21_0}} \simeq \frac{1 - j\,0{,}214\,\dfrac{f}{f_\alpha}}{1 + j\,1{,}04\,\dfrac{f}{f_\alpha}}$$

in cui:

h_{21} = guadagno di corrente vero alla frequenza considerata.

h_{21_0} = guadagno di corrente in regime statico ovvero in bassa frequenza.

f = frequenza considerata

f_α = frequenze di taglio

e j è il simbolo dell'operatore immaginario $\sqrt{-1}$.

La relazione permette di calcolare la variazione in ampiezza e fase di h_{21}, ed è valida per una frequenza massima intorno a $0{,}6\,f_\alpha$.

Alle alte frequenze la conduttanza di uscita h_{22} diventa una ammettenza la quale è funzione del rapporto $\frac{f}{f_\alpha}$.

Essa può venir considerata come una conduttanza in parallelo con una capacità.

Entrambe queste conduttanze e capacità sono variabili con la frequenza, secondo una legge esprimibile da:

$$\frac{y}{h_{22_0}} = \frac{g}{h_{22_0}} + j\frac{\omega C}{h_{22_0}} = \left(\frac{1 - h^2_{21}}{1 - h^2_{21_0}}\right)\left(1 + j\,1{,}04\,\frac{f}{f_\alpha}\right)$$

in cui:

y = ammettenza di uscita alla frequenza f

g = componente conduttiva dell'ammettenza y

ωC = componente reattiva dell'ammettenza y

h_{22_0} = conduttanza di uscita in regime statico o a bassa frequenza

h_{21} = guadagno di corrente alla frequenza f

h_{21_0} = guadagno di corrente in regime statico o a bassa frequenza

f = frequenza considerata

f_α = frequenza di taglio

La capacità C componente dell'ammettenza di uscita è distinta dalla capacità C_c della giunzione di collettore considerata nel paragrafo precedente, e, a differenza di quest'ultima, è per quanto abbiamo visto dipendente dalla frequenza. Essa è però in generale molto più piccola di C_c.

Il circuito equivalente di fig. 5.2. è pertanto valevole anche per frequenze elevate qualora si considerino tutti i parametri h (ad eccezione di h_{11}) variabili con la frequenza secondo le leggi che sono state enunciate.

I calcoli coinvolti non sono molto semplici: quando non siano richieste approssimazioni molto spinte e la frequenza non superi circa $0{,}5\, f_\alpha$, risultati soddisfacenti si ottengono servendosi del circuito equivalente di fig. 5.2., considerando costanti e pari ai valori in bassa frequenza i quattro parametri h e tenendo conto della capacità di collettore C_c.

Terminiamo notando ancora che la frequenza di taglio, cioè la frequenza alla quale il guadagno di corrente si riduce al 70,7% è notevolmente diversa nel caso del montaggio a base comune e nel caso del montaggio a emettitore comune.

A titolo orientativo si può ritenere che sussista la relazione:

$$\frac{f_\alpha}{f'_\alpha} \simeq \frac{h'_{21}}{h_{21}}$$

in cui le grandezze senza indice si riferiscono al montaggio con base comune, e quelle con indice al montaggio con emettitore comune, ed i guadagni di corrente sono quelli in regime statico o di bassa frequenza.

Come si vede il montaggio con base comune è nettamente più favorevole nel caso delle alte frequenze.

5.4. — Oscillatori a transistori.

Il transistore, essendo dotato della proprietà di amplificare, può essere usato in circuiti di oscillatori.

A somiglianza di quanto avviene nel caso dei tubi a vuoto, i
funzionamento del transistore come oscillatore può essere ottenut
anche molto al di sopra della frequenza di taglio. È sufficiente infatt
un guadagno molto ridotto purchè superiore a 1 per mantenere l
oscillazioni.

La frequenza massima di oscillazione può arrivare a valori par
a 3 ÷ 4 volte la frequenza di taglio.

CAPITOLO VI

CONSIDERAZIONI SUGLI EFFETTI TERMICI

6.1. — Variazione della corrente di fuga con la temperatura.

Quando si sviluppa un progetto nel quale si ha a che fare con i transistori, non è possibile lasciare fuori dal gioco l'effetto della temperatura.

La corrente di fuga I_{co} (§4.2. - Cap. IV) varia infatti sensibilmente al variare della temperatura del cristallo, secondo la legge

$$I^t_{coa} = I_{co\,A} \cdot e^{\,c\,(T_g\,-\,T_a)} \qquad [1]$$

in cui $I_{co\,A}$ è il valore della corrente di fuga per una temperatura ambiente $T_a = 25\,^0$C, il coefficiente C_o ha un valore determinato sperimentalmente per il Germanio di $0{,}07\,^0C^{-1}$ e T_g è la temperatura del cristallo, con corrente di fuga I^t_{co} alla temperatura I_{go}.

Un rapido calcolo mostra che la corrente di fuga, dell'ordine generalmente di qualche μA, si raddoppia per ogni innalzamento di temperatura di 7 ÷ 10 ^{0}C artificialmente provocato, fino a che si rimane al disotto della massima temperatura ammissibile del cristallo. Oltre questo limite essa aumenta ancora più rapidamente a causa dell'alterazione del reticolo cristallino.

Come già abbiamo visto questa corrente inversa o di fuga è causata dall'agitazione termica la cui energia è sufficiente a liberare un certo numero di coppie elettrone-buco.

Il numero statistico delle coppie libere è precisamente una funzione della temperatura secondo la legge che abbiamo enunciata all'inizio di questo paragrafo, e non dipende strettamente dalla tensione applicata.

Le stesse considerazioni si applicano alla corrente di fuga I'_{co}.

6.2. — Deriva termica cumulativa.

Immaginiamo che un transistore sia posto a funzionare come amplificatore nel montaggio ad emettitore comune. I componenti del circuito siano dimensionati in modo da portare il transistore in un punto di lavoro corretto, in cui i valori massimi di tensione, corrente e temperatura del cristallo non siano sorpassati.

Dimostreremo ora come questa condizione non è sufficiente ad assicurare la stabilità dello stadio e che esiste il pericolo della distruzione del transistore anche se la temperatura ambiente oscilla fra limiti moderati.

Nel transistore, oltre alla corrente normale di lavoro, circolerà anche la piccola corrente I'_{co} dovuta all'agitazione termica, e di valore dipendente dalla temperatura T_g della giunzione.

All'aumentare della temperatura, la corrente di fuga aumenta, e questa variazione è vista dal transistore come una variazione della corrente di ingresso, e quindi amplificata. La corrente totale di collettore aumenta perciò di un fattore ben maggiore, e precisamente pari all'amplificazione effettiva di corrente dello stadio.

Il punto di lavoro si sposta verso una corrente di collettore più alta.

Come prima conseguenza specialmente nel caso di resistenze di carico elevate possono manifestarsi delle distorsioni del segnale in uscita. Se la resistenza di carico è induttiva e presenta una bassa resistenza ohmica come nel caso di accoppiamento a trasformatore, l'aumento della corrente di collettore non è limitato.

Si può quindi verificare un forte sovraccarico ed anche la distruzione del transistore per eccesso di temperatura nel cristallo.

L'analisi di questo fenomeno è molto semplice.

Un aumento di temperatura produce un aumento della corrente di collettore, e per conseguenza un aumento della dissipazione nel transistore.

L'aumentata dissipazione provoca quindi un ulteriore incremento della temperatura all'interno del cristallo.

Se questo secondo incremento di temperatura è più grande di quello che iniziò il processo, allora il transistore è instabile e si sposterà dal suo punto di lavoro fino nella zona di saturazione, ovvero si autodistruggerà, anche per un moderato aumento della temperatura ambiente, ben al disotto del limite di sicurezza.

Il tempo impiegato in questo processo è dipendente dalla costante di tempo termica del transistore stesso, che è compresa in genere fra $\frac{1}{100}$ di secondo (piccoli transistori) ed $\frac{1}{10}$ di sec (transi-

stori di potenza). Sono soggetti a questo pericolo specialmente i transistori di potenza, che lavorano in genere con carichi a bassa componente ohmica e hanno dissipazioni importanti in un piccolo volume.

Vediamo ora di mettere in formule quanto abbiamo finito di esporre.

La condizione di instabilità può essere facilmente scritta come segue:

$$dI_c \cdot V_c \cdot k_t > dT_g \qquad [2]$$

in cui:

dI_c è l'incremento in ampere della corrente di collettore causata da un incremento dT_g in gradi centigradi della temperatura del cristallo.

V_c la tensione in volt esistente fra collettore ed emettitore.

k_t la resistenza termica totale in gradi centigradi per watt esistente fra la giunzione e l'ambiente. (vedi Cap. VI - § 7)

Richiamiamo l'attenzione sul fatto che k_t non è la sola resistenza termica k_g fra giunzione ed involucro fornita dai cataloghi (vedi § 3 - - Cap. IV), ma la risultante della resistenza termica k_g in serie con la resistenza termica fra involucro e ambiente, che è generalmente più importante della precedente.

La [2] può essere riscritta:

$$\frac{dI_c}{dT_g} \cdot V_c \cdot k_t > 1 \qquad [3]$$

in cui $\frac{dI_c}{dT_g}$ rappresenta la derivata della corrente di collettore rispetto alla temperatura.

Il limite di funzionamento stabile è dato pertanto da:

$$\frac{dI_c}{dT_g} \cdot V_c \cdot k_t = 1 \qquad [4]$$

È consuetudine però di introdurre un fattore di sicurezza pari almeno a 2 quando si lavora con la giunzione ad una temperatura prossima alla temperatura massima ammissibile; quindi:

$$\frac{dI_c}{dT_g} \cdot V_c \cdot k_t \div < \frac{1}{2} \qquad [5]$$

rappresenta una condizione che deve essere rispettata per la stabilità dello stadio amplificatore.

6.3. — Temperatura e corrente di collettore.

La formula [1] all'inizio di questo capitolo ci fornisce la legge di variazione di I_{co}, ovvero I'_{co} con la temperatura, che possiamo riscrivere in forma più maneggevole e sufficientemente approssimata:

$$\frac{dI'_{co}}{dT_g} = c \cdot I'^{t}_{co} \qquad [6]$$

Per il Germanio:

$$\frac{dI'_{co}}{dT_g} = 0,07 \cdot I'^{t}_{co} \qquad [7]$$

in cui I'^{t}_{co} è la corrente di fuga alla temperatura effettiva della giunzione.

La corrente di collettore normale varierà, per quanto abbiamo visto, di:

$$\frac{dI_c}{dT_g} = A_i \frac{dI'_{co}}{dT_g} = 0,07 \cdot A_i \cdot I'^{t}_{co} \qquad [8]$$

in cui A_i rappresenta l'amplificazione di corrente dello stadio.

Facciamo un esempio pratico, immaginando di usare un transistore di potenza OC16.

La corrente di fuga I'_{co} alla temperatura ambiente di + 25 °C indicata dai cataloghi è dell'ordine di 100 μA.

Se decidiamo, per un buon sfruttamento del transistore, di farlo lavorare ad una temperatura della giunzione prossima a quella massima ammissibile di 90 °C, la corrente di fuga I'^{t}_{co} durante il funzionamento salirà (per la formula [1]) a circa 10 mA.

Questo valore è normale per un transistore di potenza del tipo OC16, paragonandolo al valore della corrente media al punto di lavoro, che si aggirerà sui 500 mA.

Con un'amplificazione media di corrente A_i di 30 volte, facilmente ottenibile, la [8] ci fornisce:

$$\frac{dI_c}{dT_g} = 0,07 \cdot 30 \cdot 10 = 21 \text{ mA/°C}$$

Immaginando di aver ottenuto una resistenza termica di 6 °C/W, valore realizzabile in pratica con un giudizioso dimensionamento, e

ponendo di lavorare con 12 V fra collettore ed emettitore, la [5] ci dà:

$$\frac{dI_c}{dT_g} \cdot V_c \cdot k_t = 21 \cdot 10^{-3} \cdot 12 \cdot 6 \simeq 1{,}5$$

Lo stadio lavora cioè in condizioni nettamente instabili ed il transistore si trova in grave pericolo di deriva termica cumulativa. Si deve pertanto ricorrere a qualche sistema di stabilizzazione.

6.4. — Stabilizzazione.

Come si vede dall'esame della [5], tralasciando il fattore V_c che dipende soprattutto da considerazioni elettriche, abbiamo due vie da seguire per il miglioramento della stabilità:

a) cercare di rendere più piccole possibili le variazioni della corrente di collettore dovute alle variazioni della temperatura, e

b) ridurre al massimo la resistenza termica totale fra giunzione ed ambiente.

Il punto *a*) riveste molta importanza sia nel caso di piccoli transistori che di transistori di potenza. Non si tratta infatti di mettersi unicamente al sicuro nei riguardi della deriva termica cumulativa, ma si tratta anzitutto di evitare che il punto di lavoro si sposti con la temperatura, provocando variazioni inammissibili dell'amplificazione e del tasso di distorsione.

Le esigenze della stabilizzazione sono molto varie da un caso all'altro. In un amplificatore a bassa frequenza con accoppiamento a resistenza-capacità o a trasformatore è sufficiente prevedere una stabilizzazione studiata per ogni singolo stadio separatamente. In amplificatori ad accoppiamento diretto, (amplificatori per segnali lentamente variabili, quali si trovano in circuiti di regolazione, di misura, ad esempio della temperatura con coppie termoelettriche, di servo meccanismi e di macchine calcolatrici) il problema è invece molto più complicato.

La deriva del primo stadio infatti è vista dal resto dell'amplificatore come un segnale in ingresso e quindi amplificata.

Se non si prendono accorgimenti adeguati, variazioni anche modeste di temperatura saturano completamente l'amplificatore in un senso o nell'altro. Non è in generale sufficiente ricorrere ad un montaggio termostatico, perchè sovente la variazione di temperatura

del cristallo non è solo provocata da varazioni di temperatura ambiente, ma anche da variazioni di ampiezza dei segnali lentamente variabili, che provocano dissipazioni variabili nei transistori.

Il problema è ricondotto quasi sempre alla stabilizzazione molto accurata dello stadio d'ingresso. Talvolta si ottengono buoni risultati

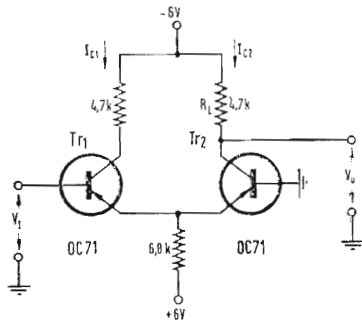



Fig. 6.1. - Stadio amplificatore differenziale.

cercando di compensare fra loro le derive dei vari transistori. Uno stadio differenziale (fig. 6.1.) è un esempio di stabilizzazione reciproca di due transistori, purchè essi siano montati molto vicini uno all'altro, di modo che non possa manifestarsi una sensibile differenza di temperatura fra essi.

La deriva di temperatura risultante all'uscita è in questo caso pari alla differenza delle derive dei due transistori.

Con transistori selezionati è possibile guadagnare un fattore 10 sulla deriva di uno stadio semplice, per temperature comprese fra + 20°C e + 50°C.

6.5. — Controreazione.

Specialmente nella stabilizzazione di un singolo stadio la reazione negativa in corrente continua è un valido ausilio.

Studiamo come essa può venire applicata nel caso di uno stadio amplificatore con accoppiamento a resistenza-capacità, ad emettitore comune.

Se si polarizza la base attraverso una resistenza R_b inserita fra base e collettore (fig. 6.2.) si ottiene una riduzione delle variazioni della corrente di collettore con la temperatura.

Se la corrente di collettore tende ad esempio ad aumentare a

causa della temperatura, la tensione sul collettore diviene meno negativa.

Diminuisce quindi la corrente di polarizzazione che scorre in R_b → base → emettitore, ciò che ha per effetto di diminuire la corrente di collettore.

Indichiamo con K_1 il rapporto fra la variazione della corrente di collettore nel circuito di fig. 6.2. per una determinata variazione di temperatura, e la variazione della corrente di collettore che si avrebbe per la stessa differenza di temperatura nel caso che non esistesse la correzione, e che ci è data dalla formula [8].

Fig. 6.2. - Stadio amplificatore con controreazione fra base e collettore.

Si può dimostrare che per il circuito di fig. 6.2. è:

$$K_1 = \frac{1}{1 + A_i \dfrac{R_L}{R_b}} \qquad [9]$$

K_1 diventa pertanto tanto più piccolo, cioè il comportamento con la temperatura tanto migliore, quanto maggiori sono l'amplificazione di corrente A_i e la resistenza di carico R_L, e più piccola la resistenza di polarizzazione R_b. È evidente comunque che R_L e R_b non si possono scegliere a piacere, in quanto si deve portare il transistore a lavorare in un punto favorevole delle sue caratteristiche.

Essendo A_i in generale limitato a $10 \div 60$ volte, si può dire che un circuito di questo genere è efficace solo se si dispone di una tensione di alimentazione abbastanza elevata che permette di scegliere un valore elevato per R_L.

La formula [8] diventa quindi nel caso della fig. 6.2.

$$\frac{dI_c}{dT_g} = 0{,}07 \cdot A_i \cdot K_1 \cdot I'^{t}_{co} \qquad [10]$$

Un altro circuito che introduce una stabilizzazione notevole anche nel caso in cui R_L possieda un basso valore ohmico (stadi di uscita) è riportato in fig. 6.3.

La tensione di base è fissa e determinata da un divisore di ten-

sione costituito da R_1 ed R_2, ed una resistenza R_e è inserita nel circuito di emettitore.

Se ora la corrente di collettore tende ad aumentare, si ha pure un aumento della tensione dell'emettitore a causa dell'aumentata caduta di tensione ai capi di R_e. Diminuisce pertanto il potenziale fra base (potenziale costante) ed emettitore, a cui segue una riduzione della corrente di collettore.

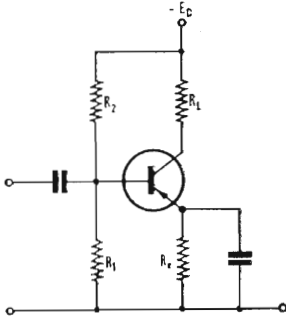



Fig. 6.3. - Stadio amplificatore con divisore di tensione nella base.

La capacità in parallelo su R_e ha lo stesso scopo di un condensatore catodico in uno stadio a valvola. Se essa manca, ovvero è in parallelo su una porzione soltanto di R_e, viene introdotta una reazione negativa anche per il segnale variabile.

In questo caso diminuisce l'amplificazione ma aumentano sia l'impedenza d'ingresso che quella di uscita.

Il fattore di stabilizzazione definito più sopra diventa:

$$K_2 \simeq \frac{1}{1 + A_i\left(\frac{R_e}{R_T + h'_{11}}\right)} \qquad [11]$$

in cui:

$$R_T = \frac{R_1 \; R_2}{R_1 + R_2}$$

h'_{11} = resistenza di ingresso del transistore con emettitore comune (vedi 4.7.).

Si può osservare che la miglior stabilizzazione è ottenuta con bassi valori di R_T, cioè di R_1 ed R_2, e grandi valori di R_e.

È interessante notare che al limite, per $R_T = 0$, si giunge allo stadio con base comune, che è intrinsecamente stabile agli effetti della variazione di temperatura.

La formula [8], per il circuito di fig. 6.3. si può quindi scrivere:

$$\frac{dI_c}{dT_g} = 0{,}07 \cdot A_i \cdot K_2 \cdot I'^{t}_{co} \qquad [12]$$

Riprendiamo ora in esame il caso del transistore OC16 di cui si è parlato al paragrafo precedente. Il pilotaggio sia effettuato per trasformatore (fig. 6.4.).

La resistenza variabile R è regolata in modo che circoli una corrente continua di collettore di 250 mA. La resistenza R_e è scelta di valore tale da non provocare una caduta di tensione maggiore del $5 \div 10\%$ della tensione di alimentazione disponibile. Questo è un criterio economico di cui si può non tenere conto negli stadi di debole potenza.

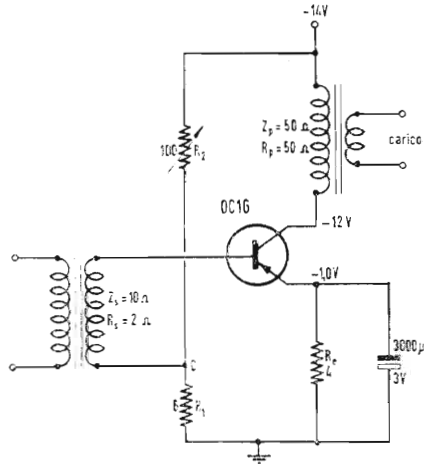



Fig. 6.4. - Stadio amplificatore in classe A stabilizzato.

Il partitore R_1 - R_2 è dimensionato in modo da assorbire fra 10 e 20 volte la corrente di polarizzazione consumata dalla base, che nel caso attuale è dell'ordine di 10 mA.

L'amplificazione dello stadio è $A_i \simeq 30$.

Al punto di lavoro considerato si ha $h'_{11} \simeq 5\ \Omega$.

Si era trovato, nel circuito non stabilizzato:

$$\frac{dI_c}{dT_g} \simeq 21 \text{ mA/}^0\text{C}$$

Calcoliamo ora il fattore di stabilizzazione K_2 del circuito stabilizzato; servendoci della [11]:

$$K_2 \simeq \frac{1}{1 + A_i \left(\dfrac{R_e}{R_T + h'_{11}} \right)} \simeq \frac{1}{1 + 30 \dfrac{4}{7{,}5 + 5}} \simeq 0{,}1$$

La deriva di collettore diventa dunque:

$$\left(\frac{dI_c}{dT_g}\right)_{STAB} = K_2 \cdot \frac{dI_c}{dT_g} \simeq 0,1 \cdot 21 = 2,1 \text{ mA/}^0\text{C}$$

Verifichiamo infine il criterio di stabilità nei confronti della deriva termica cumulativa per mezzo della [5]:

$$\left(\frac{dI_c}{dT_g}\right)_{STAB} \cdot V_c \cdot k_t = 2,1 \cdot 10^{-3} \cdot 11 \cdot 6 \simeq 0,14 < \frac{1}{2}$$

Il circuito risulta pertanto inerentemente stabile.

La reazione negativa non si manifesta per il segnale in quanto il condensatore di emettitore presenta una reattanza di soli 0,13Ω a 400 Hz e cortocircuita praticamente la resistenza di emettitore R_e.

L'amplificazione, e quindi il rendimento dello stadio, possono ancora essere sensibilmente aumentati connettendo il condensatore fra l'emettitore ed il punto C anzichè fra l'emettitore e la massa. In questo caso è l'armatura positiva che va collegata all'emettitore.

6.6 — Resistenze sensibili alla temperatura.

La compensazione può anche essere ottenuta usando come elemento del circuito una resistenza sensibile alla temperatura.

Fra i differenti tipi di esse trovano applicazione:

a) tipi speciali di resistori ceramici.

b) termistori.

c) diodi a giunzione polarizzati in senso inverso.

Una proprietà caratteristica di tutti questi elementi è un forte coefficiente negativo di temperatura, compreso generalmente fra 2 e 8% per grado centigrado.

La fig. 6.5. mostra uno stadio amplificatore che fa uso di una resistenza $R_{T(-)}$ a coefficiente negativo di temperatura per la compensazione. L'emettitore è collegato a massa attraverso R_E ed alla sorgente negativa attraverso il termistore $R_{T(-)}$

Senza il termistore e resistenza di emettitore la corrente di emettitore armenterebbe quando la temperatura del transistore si innalza.

Se invece, nel circuito della fig. 6.5, si riscalda il termistore, la corrente di emettitore diminuisce, per la variazione della polarizzazione dell'emettitore stesso.

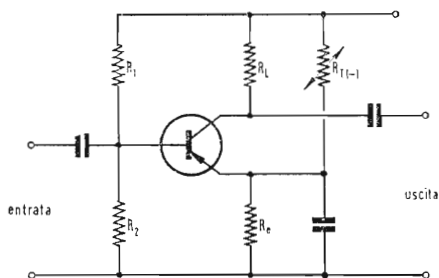



Fig. 6.5. - Stadio compensato con resistenza $R_{T(-)}$ a coefficiente negativo di temperatura

Pertanto, in questo circuito, la variazione di temperatura globale ha due effetti opposti sulla corrente di emettitore.

Scegliendo opportunamente la caratteristica di temperatura di $R_{T(-)}$ (che può essere costituita dal termistore in serie od in parallelo ad una resistenza normale, per ottenere il coefficiente voluto) e la resistenza R_E, si può fare in modo che i due effetti si cancellino a vicenda e che pertanto la corrente di emettitore rimanga praticamente costante per un intervallo molto esteso di temperature.

Uno dei vantaggi di questo circuito è che la rete di compensazione non interferisce con il comportamento dello stadio nei confronti del segnale, in quanto essa è collegata solo fra punti che sono a potenziale a massa nei confronti del segnale stesso.

Questo sistema di compensazione lascia inoltre la più grande scelta del sistema di polarizzazione della base: si può ad esempio fare il partitore R_1 R_2 di valore anche elevato, con guadagno nell'amplificazione e nel valore della resistenza d'ingresso, pur raggiungendo un alto grado di stabilizzazione.

Considerazioni che possono fare indugiare nell'adozione della compensazione a termistore sono quelle dovute alla stabilità nel tempo del termistore ed alla differente capacità termica del termistore e del transistore, per cui la stabilizzazione potrebbe non essere mantenuta per un lungo periodo, o per variazioni brusche di temperatura.

Un'altra disposizione circuitale è riportata in fig. 6.6.

Il termistore è qui inserito nel partitore che fornisce la polarizzazione alle basi di uno stadio finale in controfase.

Avevamo visto al paragrafo precedente che uno dei sistemi di stabilizzazione consisteva nel polarizzare la base attraverso un partitore che manteneva un potenziale quasi fisso di polarizzazione.

Inserendo una resistenza in serie all'emettitore, si otteneva la

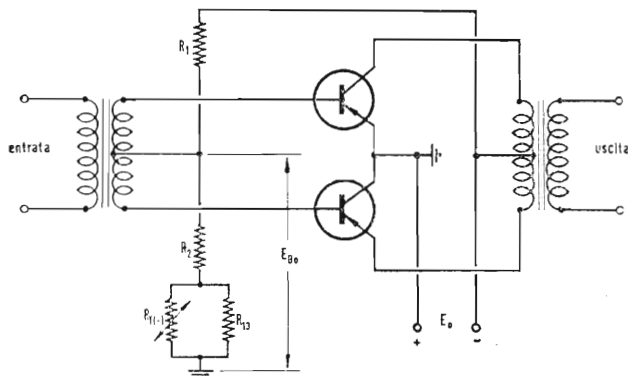



Fig. 6.6. - Stadio finale in controfase con polarizzazione di base compensata a termistore.

stabilizzazione grazie alla caduta di tensione variabile ai capi di essa, che faceva variare la effettiva tensione di polarizzazione fra base ed emettitore.

Nel caso della fig. 6.6. gli emettitori sono invece ad un potenziale fisso (massa) ed il partitore che alimenta le basi contiene un termistore che ne varia il rapporto in funzione della temperatura nel senso di mantenere costante la corrente di emettitore.

Come criteri di dimensionamento valgono i seguenti.

La corrente normale nel partitore I_d si fissa ad un valore circa pari alla corrente massima di base (corrente di base a segnale massimo) I_{bM}:

$$I_d \simeq I_{bM}$$

Pertanto si può scrivere, se E_{bo} è la tensione di base richiesta a segnale zero (in condizioni di riposo):

$$R_1 = \frac{E_o - E_{bo}}{I_d}$$

Il termistore va scelto in modo che, alla temperatura ambiente,

presenti una resistenza $R_{T(o)}$ all'incirca uguale alla resistenza d'ingresso dello stadio (nel caso presente metà della resistenza di ingresso di un transistore). Esso va inoltre dimensionato in modo tale che non si scaldi apprezzabilmente a causa della corrente un po' inferiore ad I_d che vi circola.

Chiamiamo K_T il coefficiente (negativo) di temperatura del termistore a + 25°C, e

$$\delta = \left(\frac{\Delta V_{be}}{\Delta t}\right)_{I_e = \text{cost}}$$

la variazione relativa della tensione base-emettitore al variare della temperatura per mantenere costante la corrente di emettitore, pure a + 25°C.

Questo nuovo parametro del transistore (ed in generale di ogni giunzione semiconduttrice) ha un valore più o meno fisso, e dipende solo dalla natura del cristallo semiconduttore:

per il Germanio: $\delta \simeq 2$ mV/°C

per il Silicio: $\delta \simeq 1{,}8$ mV/°C

È necessaria una resistenza R_3 in parallelo al termistore per attenuarne le variazioni di resistenza che, con le posizioni fatte sarebbero eccessive e darebbero luogo ad una sovra-compensazione.

Il valore della resistenza equalizzatrice R_3 per una corretta compensazione è dato dalla formula empirica:

$$R_3 = \frac{1}{\sqrt{\frac{0{,}9 \cdot K_T \cdot I_d}{R_{T(o)} \cdot \delta}} - \frac{1}{R_{T(o)}}}.$$

Resta da determinare il valore della resistenza R_2 per portare al valore necessario la polarizzazione in condizioni di riposo.

Come è facile verificare si può scrivere:

$$R_2 \simeq \frac{E_{bo}}{I_d} - \frac{R_{T(o)} \cdot R_3}{R_{T(o)} + R_3}$$

In pratica R_2 sarà costituita da una resistenza semifissa per regolare al valore esatto la corrente di collettore in condizioni di riposo.

Valori reali, consigliati dalla Telefunken, per un controfase

di OC 604, atto a fornire una potenza di uscita di circa 640 mW con una tensione di alimentazione di 6,5 V sono i seguenti:

$$R_1 = 1{,}2\ k\Omega;$$

$$R_2 = 5\ \Omega,\text{variabile};$$

$$R_3 = 50\ \Omega;$$

$$R_{T(-)} = 50\Omega \text{ a } + 25\ ^0\text{C con } K_T = -3{,}8\ \%/^0\text{C}.$$

Abbiamo finora parlato dell'uso di resistenze a coefficiente negativo di temperatura, costituite in generale da impasti a base di carbone.

È però possibile studiare dei circuiti di stabilizzazione impieganti resistenze ad alto coefficiente positivo di temperatura, quali ad esempio resistenze in Rame o Nichel. I coefficienti di temperatura per alcuni metalli sono approssimativamente i seguenti:

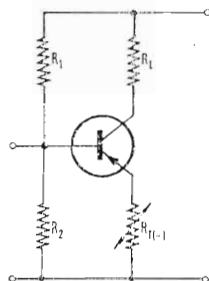



Fig. 6.7. - Compensazione con una resistenza a coefficiente positivo di temperatura.

Rame	0,4 %/°C
Tungsteno	0,45 %/°C
Nichel	0,47 %/°C
Ferro	0,56 %/°C
Tophet (80 *Ni* + 20 *Cr*)	5 %/°C

Un vantaggio nei confronti dei termistori è la maggiore costanza del valore di queste resistenze metalliche nel tempo.

Una resistenza a coefficiente positivo può per esempio essere inserita al posto della normale resistenza nel circuito di emettitore, quando si usi il sistema di stabilizzazione con partitore sulla base e resistenza in serie all'emettitore (fig. 6.7).

Il miglioramento della stabilizzazione è rimarchevole, specialmente nel caso dei transistori di potenza.

Ricordiamo il meccanismo della stabilizzazione nel circuito con base alimentata a tensione quasi fissa: un aumento della temperatura fa aumentare la corrente di collettore e quindi di emettitore. Aumenta quindi la caduta di tensione ai capi della resistenza di emet-

titore che supponiamo a coefficiente di temperatura zero e diminuire la tensione effettiva fra base ed emettitore. Ciò provoca un effetto contrario sulla corrente di collettore, che tende ad essere riportata al valore originario.

È chiaro che con questo sistema la compensazione non potrà mai essere completa.

Se però la resistenza di emettitore ha un coefficiente positivo di temperatura, si può anche arrivare ad una sovracompensazione.

Infatti l'aumento di temperatura, che provocherebbe un aumento della corrente di collettore, fa innalzare il valore della resistenza di emettitore, e quindi la caduta di tensione ai capi di essa.

Si ha per conseguenza una diminuzione della corrente di collettore, più importante che nel caso precedente.

Se, per esempio, nello stadio finale in classe A con OC16 illustrato nella fig. 6.4., si sostituisce alla resistenza convenzionale di 4 Ω in serie all'emettitore una resistenza costituita da filo di rame che presenti la stessa resistenza alla temperatura di + 25 °C, si ottengono questi risultati:

	Con resistenza di rame	Con resistenza convenzionale
I_c (45°C) — I_c (25°C)	— 3 mA*)	42 mA
I_c (60°C) — I_c (25°C)	5 mA	73,5 mA

*) sovracompensazione.

6.7. — I problemi del raffreddamento dei transistori di potenza.

Abbiamo visto nei paragrafi precedenti quanto sia insidioso il pericolo della deriva termica cumulativa, specialmente nel caso dei transistori di potenza.

Abbiamo pure parlato della resistenza termica fra il transistore e l'ambiente, ed in questo paragrafo estenderemo un po' l'esame di questo lato del problema. (vedi Cap. IV - § 3)

Il progetto del sistema di raffredamento dipende molto dal particolare circuito in cui il transistore è impiegato.

Nella trattazione che segue faremo uso dei seguenti simboli, che verranno via via più chiaramente specificati:

k_g = resistenza termica fra giunzione ed involucro del transistore.

k_i = resistenza termica fra l'involucro e la base (telaio, o simile) su cui è montato il transistore.

k_h = resistenza termica fra la base e l'ambiente.

k_w = resistenza termica delle rondelle di mica, eventualmente impiegate per l'isolamento elettrico del transistore.

k_c = resistenza di contatto fra transistore, rondelle e base.

Per servirci di un esempio pratico, consideriamo nuovamente un transistore del tipo OC16, nella versione più recente (fine 1957), illustrato in fig. 6.8.

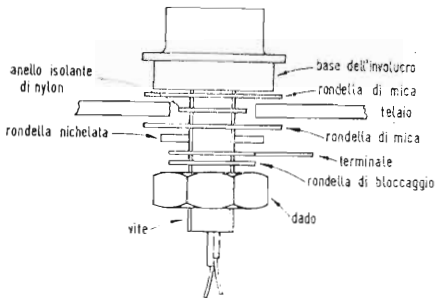



Fig. 6.8. - Transistore di potenza OC16 della seconda serie

Se un OC16 è montato direttamente, senza rondelle di mica, su un telaio di superfice infinita e di conducibilità termica infinita e non suscettibile quindi di assumere una temperatura superiore a quella dell'ambiente, l'aumento della temperatura della giunzione di collettore rispetto all'ambiente è dato, per ogni watt di diminuzione da $k_g = 1°C/W$, quando si assuma che esista un contatto perfetto fra l'involucro ed il telaio.

Questa grandezza è un dato caratteristico di ogni transistore e viene generalmente indicato sui cataloghi.

Essa è stata chiamata " resistenza termica " del transistore, perchè, quanto più essa è bassa tanto meglio è trasmesso all'involucro il calore generato nel cristallo dalla dissipazione ivi presente, e quindi tanto minore è la sovratemperatura assunta dal cristallo rispetto all'involucro.

Scopo del costruttore di transistori è quindi il realizzare resistenze termiche più basse possibili, onde aumentare la potenza massima dissipabile e per conseguenza la potenza massima maneggiabile del transistore.

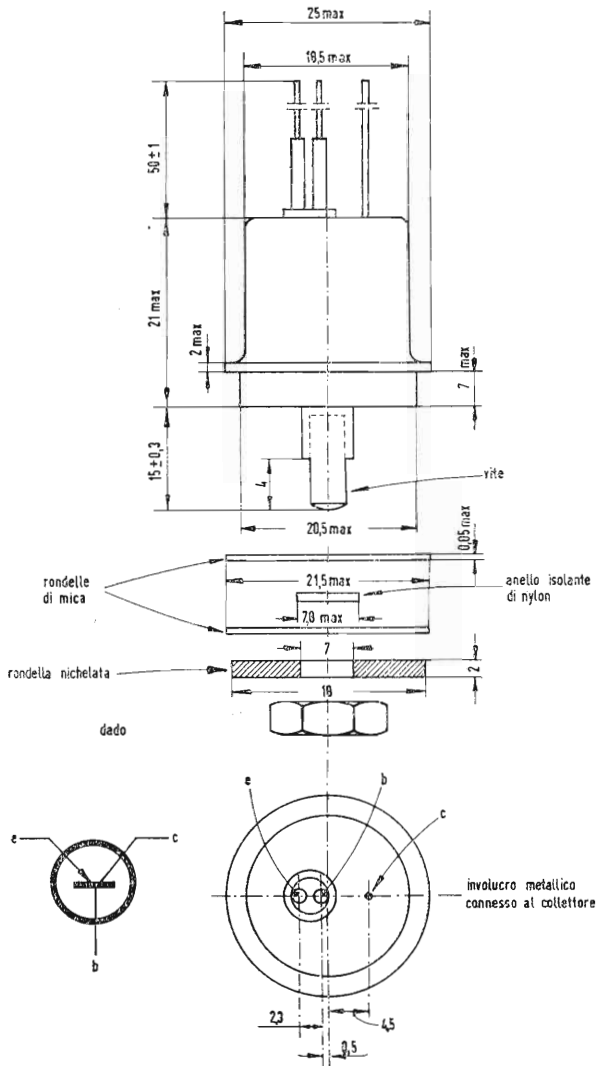



Fig. 6.9. - Transistore di potenza OC16 della prima serie.

Un esempio è dato dal transistore OC16: nella sua prima versione (fig. 6.9.) la resistenza termica era di 1,8 °C/W, mentre in quella più recente essa è stata abbassata, come è stato detto, a 1 °C/W

Prima di proseguire l'esame del sistema di raffreddamento vogliamo ancora attirare l'attenzione del lettore sul fatto che il valore della dissipazione massima sopportabile da un transistore indicato sul catalogo deve servire unicamente in un calcolo di prima approssimazione, e che sempre va verificato se il montaggio meccanico che si prevede di realizzare permette realmente di dissipare quella potenza. Riassumendo, il costruttore ha fatto di tutto per abbassare il valore della resistenza termica fino all'involucro: di qui in poi è compito del progettista di studiare la migliore soluzione per trasferire il calore dall'involucro all'ambiente.

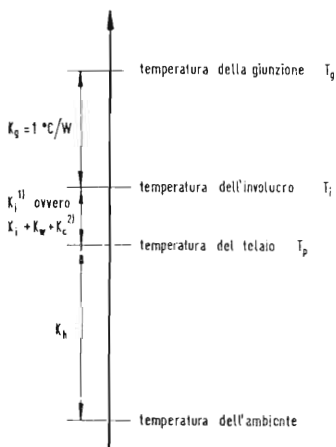



Fig. 6.10. - OC16 e distribuzione delle temperature.

In molte applicazioni il telaio o la piastra di raffredamento risulteranno determinate da un compromesso fra l'ingombro e la dissipazione di collettore.

In un radioricevitore specialmente se per autoradio, per esempio, si sarà costretti a usare un telaio delle dimensioni strettanente necessarie, mentre in varie applicazioni industriali, dove è richiesta la massima dissipazione di collettore, la forma, il peso ed il costo della piastra di raffreddamento non rappresenteranno un ostacolo.

Esaminiamo ora il montaggio del transistore. Quando ne esiste la pos sibilità, conviene fissare direttamente il transistore al telaio.

Per il fatto che il collettore è elettricamente collegato all'involucro può talvolta essere necessario di isolare elettricamente il transistore dal resto del circuito.

Ciò può essere realizzato sia isolando il transistore dal telaio, come in fig, 6.8., sia montando direttamente il transistore su una piastra di raffreddamento ed isolando questa del telaio.

La fig. 6.10. indica la distribuzione della temperatura dalla giunzione di collettore all'ambiente di un transistore OC16.

Per incominciare, possiamo scrivere l'uguaglianza:

$$T_g - T_i = k_g \cdot p_c \qquad [1]$$

dove p_c è la potenza dissipata nel collettore; le varie resistenze termiche sono note ovvero calcolabili, come vedremo in seguito, e le temperature massime della giunzione e dell'ambiente sono dei dati fissi.

Cerchiamo quindi in funzione di esse quale è la potenza dissipabile che il transistore può tollerare.

Con espressione analoga alla formula [1], sarà:

$$T_g - T_a = (k_g + k_i + k_h) \cdot p_c \qquad [2]$$

nel caso di montaggio diretto, e:

$$T_g - T_a = (k_g + k_i + k_w + k_c + k_h) \cdot p_c \qquad [3]$$

nel caso di montaggio con rondelle di mica.
Da cui:

$$p_{cmax} = \frac{T_g - T_{a\,max}}{k_g + k_i + k_h} \qquad [4]$$

nel caso del montaggio diretto, e:

$$p_{cmax} = \frac{T_g - T_{a\,max}}{k_g + k_i + k_w + k_c + k_h} \qquad [5]$$

nel caso del montaggio isolato.

Per il transistore OC16 si ha:

$$k_g = 1 \ {}^{0}\mathrm{C/W}$$

$$k_i = 0{,}3 \ {}^{0}\mathrm{C/W}$$

$$k_w + k_c = 0{,}4 \ {}^{0}\mathrm{C/W}$$

k_h dipende dalla condizioni di raffredamento, come dimensioni, forma e posizione della piastra di base, e costituisce in genere la frazione più elevata della resistenza termica totale.

Sul valore di questa resistenza valgono le considerazioni pratiche che seguono.

Anzitutto il transistore può essere montato con o senza le rondelle isolanti di mica.

In entrambi i casi bisogna aver cura che le superfici a contatto

siano piane: togliere ad esempio ogni sbavatura del foro per la vite di fissaggio, evitare ammaccature, ecc.

Talvolta si consiglia anche l'uso di sottili rondelle di piombo per migliorare il contatto, ma il vantaggio è minimo se le superfici principali sono sufficientemente piane.

Il miglior materiale per la piastra di raffreddamento od il telaio è il rame, grazie alla sua elevata conducibilità termica.

I dati che seguono, comunicati dalla Mullard, sono relativi invece all'alluminio ed all'acciaio dolce, materiali più comunemente usati per i telai.

La tabella 6.1. fornisce vari risultati ottenuti sperimentalmente dalla Casa sopra citata: essi rappresentano una utile guida nel dimensionamento del telaio.

Dall'esame della tabella si può constatare che a parità di area e spessore l'alluminio presenta una efficienza maggiore dell'acciaio dolce.

Acciaio dolce. La conducibilità è piuttosto bassa, di modo che non si ha un grande vantaggio usando ampie superfici, con gli spessori usualmente impiegati dall'ordine di 1 mm.

Acciaio e ferro possono trovare impiego soddisfacente nel caso di dissipazioni ridotte e basse temperature ambiente.

Alluminio. Esso possiede una conducibilità molto alta, che permette di raggiungere valori molto bassi della resistenza termica k_h con l'uso di grandi superfici.

L'alluminio è normalmente usato in spessore compreso fra 1 e 1,5 mm.

Un leggero guadagno si ha quando si porti lo spessore a 3 mm.

Questo vantaggio è più pronunciato nel caso di grandi aree, o quando la piastra ha una forma allungata, o quando il transistore non è montato nel centro.

La dispersione del calore nell'ambiente avviene principalmente per convezione (circolazione dell'aria per effetto termosifone) ed in minor grado per irraggiamento. Per il primo modo è più conveniente il montaggio verticale, e per guadagnare spazio è ammissibile piegare una piastra piana ad angolo ovvero in forma di camino.

L'irraggiamento è favorito dall'annerimento della superficie della piastra. L'annerimento può essere ottenuto con una verniciatura molto sottile alla nitrocellulosa.

La dispersione per irraggiamento non è comunque molto impor-

tante per le temperature della giunzione attualmente ammissibili.

Essa potrà divenire la forma dominante di dispersione nel caso di elevate temperature di lavoro.

I dati della tabella sono relativi a piastre di raffreddamento poste in aria calma e lontane da altre sorgenti di calore.

In casi particolarmente gravosi di dissipazione elevata o di rigide limitazioni d'ingombro resta la possibilità di impiegare il raffreddamento ad aria forzata.

Si può pure prevedere l'immersione delle piastre in olio, mantenuto in circolazione naturale o forzata. La tecnica è analoga a quella dei trasformatori con raffreddamento ad olio.

Una ulteriore soluzione è costituita dall'uso di piastre in rame, su cui sono saldate serpentine pure in rame, a circolazione di acqua. In questo caso è da temersi la condensazione dell'umidità dell'ambiente, che può provocare corrosioni.

Quando un determinato arrangiamento di piastra o sistema raffreddante è progettato e costruito, occorre sempre, prima che sia decisa la sua adozione, che la effettiva resistenza termica di essa sia accuratamente misurata nelle reali condizioni di lavoro.

Ciò può essere facilmente effettuato, note la dissipazione effettiva, le altre resistenze termiche e la temperatura ambiente, misurando la temperatura dell'involucro del transistore.

Dalla fig. 6.10. è facile ricavare:

$$T_i - T_a = (k_i + k_w + k_c + k_h) \cdot p_c \qquad [6]$$

nel caso più generale (rondelle di mica), da cui:

$$k_h = \frac{T_i - T_a}{p_c} - (k_i + k_w = k_c) \qquad [7]$$

Il valore in tal modo calcolato della effettiva resistenza termica k_h fra la piastra e l'ambiente, posto nella [4] ovvero nella [5], deve condurre ad un valore $p_{c\,max}$ ragionevolmente superiore alla dissipazione reale p_c.

(vedere tabella alla pagina seguente)

TABELLA 6.1.

PIASTRE DI RAFFREDDAMENTO, CON TRANSISTORE OC16

Area [cm]	Finitura	Posizione	Dissipazione [W]	Resistenza termica k_h [°C/W]
ACCIAIO DOLCE (1 mm)				
20 × 20	Lucido	Orizzontale o Verticale	6	4,3
ALLUMINIO (3mm)				
18 × 18	Lucido	Orizzontale	10	2,8
18 × 18	»	Verticale	10	2,5
18 × 18	Nero opaco	Orizzontale	13	1,8
18 × 18	»	Verticale	13	1,8
ALLUMINIO (1,5 mm)				
9 × 20	Lucido	Orizzontale	6	4,5
9 × 20	»	Verticale	6	4,4
9 × 20	Nero opaco	Orizzontale	10	3
9 × 20	»	Verticale	10	3
18 × 18	Lucido	Orizzontale	10	3,1
18 × 18	»	Verticale	10	2,8
18 × 18	Nero opaco	Orizzontale	12	2,2
18 × 18	»	Verticale	12	2,2
30 × 30	Lucido	Orizzontale	13	2,2
30 × 30	»	Verticale	13	2
30 × 30	Nero opaco	Orizzontale	15	1,5
30 × 30	»	Verticale	15	1,5

CAPITOLO VII

CIRCUITI

7.1. — Generalità.

I circuiti che impiegano i transistori hanno ora applicazioni così estese e talvolta così speciali che un esame completo non sarebbe qui possibile.

Faremo pertanto del nostro meglio per dare alcuni esempi che servano a suscitare l'interesse nel lettore per questi nuovi dispositivi e lo guidino nei suoi lavori di progetto.

Un campo in cui i transistori entrano ben giustificati è quello delle telecomunicazioni. Un transistore può svolgere le funzioni di amplificatore, di oscillatore e di rivelatore; i limiti di frequenza e di potenza si estendono rapidamente con l'apparire di nuovi tipi.

In radio portatili, in registratori magnetici autonomi, i transistori rappresentano la migliore soluzione dal punto di vista dell'ingombro e del rendimento.

Dove però più svariate sono le applicazioni è nel campo dell'elettronica applicata alle strumentazioni di misura (macchine calcolatrici e simili), ai servomeccanismi, ai dispositivi di regolazione, sia a gradini che continui, ai complessi di controllo industriali.

Sovente è possibile ottenere il segnale di ingresso modulato da un circuito a ponte alimentato in corrente alternata: in tal modo si è liberati dalla maggiore insidia alla precisione e alla riproducibilità di una apparecchiatura a transistori: la variazione di temperatura.

7.2. — Amplificazione a bassa frequenza.

I transistori sono dispositivi che si prestano molto bene per l'amplificazione delle frequenze acustiche. Anche con basse tensioni di alimentazione si possono ottenere dagli stadi finali di alta efficienza ed alta potenza di uscita. È facile in generale mantenere le distorsioni entro limiti molto ridotti, ed in montaggi ben dimensionati la sicurezza di funzionamento è migliore che nel caso dei tubi a vuoto.

La scelta del tipo di transistore si effettua tenendo presenti i valori massimi della dissipazione, della tensione di collettore e della corrente di collettore.

Quando si passa a determinare il punto di lavoro e la resistenza di carico, occorre tener persente che, nel caso dei transistori, a partire dal primo stadio fino allo stadio finale, si deve sempre considerare lo stadio singolo come amplificatore di potenza.

In uno stadio ad emettitore comune la corrente di collettore può essere considerata in funzione sia della corrente base-emettitore che della tensione base-emettitore.

A seconda che la sorgente del segnale possegga resistenza interna elevata o ridotta, il pilotaggio del transistore sarà meglio rappresentato dalla prima o dalla seconda caratteristica.

In conseguenza della curvatura della caratteristica di entrata e della ineguale spaziatura della famiglia di curve della caratteristica di uscita (vedi Cap. IV) esiste per ogni transistore e per un determinato punto di lavoro un valore ottimo che deve avere la resistenza della sorgente per ridurre al minimo la distorsione di non linearità.

Nel caso di amplificatori a più stadi si cercherà quindi di approssimare questa resistenza ottima con la resistenza di uscita dello stadio che precede.

L'analisi delle caratteristiche mostra che nel caso di stadi finali in controfase in classe B od A-B si ha convenienza a lavorare lungo una curva $I_c = f(V_{be})$, cioè con bassa resistenza della sorgente del segnale. La questione sarà analizzata un po' più in dettaglio poco oltre.

Quando si tratta di uno stadio finale singolo in classe A, la resistenza ottima di pilotaggio dipende dal valore della corrente di collettore in assenza di segnale, e pertanto dalla potenza di uscita che si vuol ricavare. Con corrente di riposo ridotta rispetto alla corrente massima ammissibile, la minima distorsione è ottenuta con elevata resistenza della sorgente del segnale. Con corrente di riposo elevata è preferibile invece una bassa resistenza del circuito di pilotaggio.

Come abbiamo già detto il transistore, a differenza di un tubo a vuoto, è essenzialmente un amplificatore di potenza, con un guadagno ben determinato. Nel caso quindi di stadi finali di potenza ele-

vata si deve porre molta attenzione nell'adattamento dell'impedenza di uscita dello stadio pilota e dell'impedenza d'entrata dello stadio finale, onde evitare inutili sprechi di potenza.

Di regola questo adattamento per la massima potenza trasferita non è facilmente realizzabile, perchè è in contrasto con le precedenti considerazioni sulla minima distorsione.

Si è allora costretti a ricorrere ad uno stadio pilota di potenza alquanto superiore a quella strettamente necessaria: essendo l'impedenza di uscita di questo stadio generalmente maggiore dell'impedenza ottima per la minima distorsione, si usa talvolta caricare l'uscita dello stadio pilota con una resistenza supplementare. (Un esempio è dato dallo schema 10.7. del Capitolo X).

Ciò comporta un doppio vantaggio: l'abbassamento dell'impedenza di uscita dello stadio pilota, ed una maggiore costanza del carico totale di quest'ultimo al variare dell'ampiezza del segnale.

In stadi di potenza infatti la resistenza di ingresso diminuisce notevolmente con segnali di grande ampiezza.

A) - SINGOLO STADIO AMPLIFICATORE A BASSO LIVELLO.

La fig. 7.1. mostra uno stadio amplificatore con emettitore co mune tipico che impiega un transistore *p-n-p* del tipo OC71.

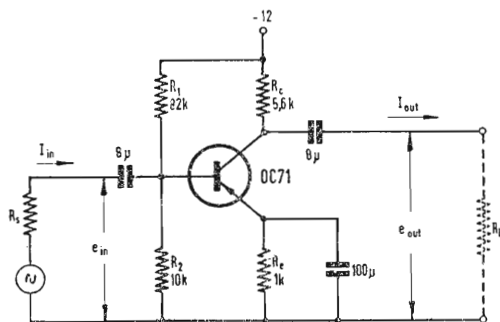



Fig. 7.1. - Stadio amplificatore di bassa frequenza.

Il divisore di tensione R_1-R_2, in congiunzione con la resistenza di emettitore R_e, assicurano una buona stabilizzazione del punto di lavoro per temperature ambiente che si estendono fra $+ 10^0$ e $+ 45^0$C.

Per la corrente di collettore si è scelto il valore di 1 mA, affinchè lo stadio lavori nella regione in cui il guadagno di corrente è prossimo al valore massimo e la non-linearità delle caratteristiche del transistore è più ridotta.

Dalle curve si deducono il valore della tensione e corrente di polarizzazione, ed in funzione di queste si determinano per tentativi con il calcolo R_1, R_2, R_e per ottenere il grado di stabilizzazione richiesto (vedi Capitolo VI).

La resistenza di collettore R_c si determina in funzione della corrente di lavoro scelta e della tensione di alimentazione, in modo da

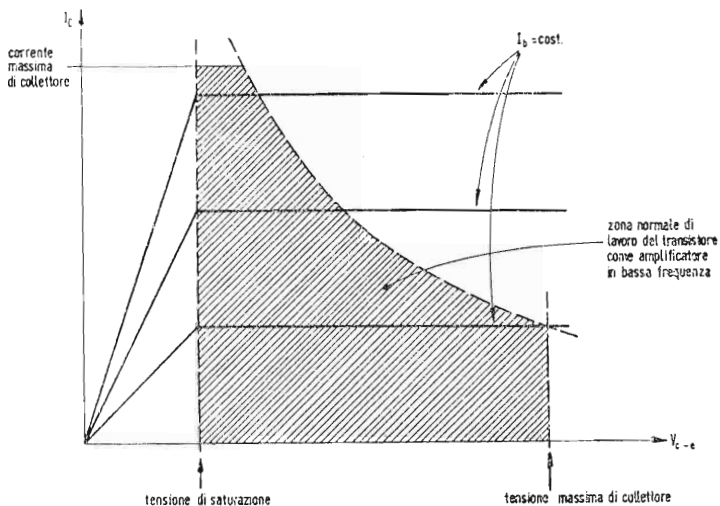



Fig. 7.2. - Caratteristiche $I_c = f(V_{ce})$ idealizzate di un transistore.

lasciare fra collettore ed emettitore una tensione superiore alla " tensione di saturazione " del transistore (fig. 7.2.), anche in condizione di corrente di collettore massima.

Con le formule del capitolo IV è possibile calcolare le grandezze caratteristiche dello stadio: possiamo ritenere validi i parametri dell'OC 71 riportati in tabella anche per questo punto di lavoro:

$$\text{Resistenza di ingresso} = \frac{\Delta' + h'_{11} G_L}{h'_{22} + G_L} \simeq 710\ \Omega$$

$$\text{Resistenza di uscita} = \frac{h'_{11} + R_s}{\Delta' + h'_{22} R_s} \simeq 13\ \text{k}\Omega$$

in cui, trascurando ogni carico esterno, $G_L = \dfrac{1}{R_c} = 1{,}79 \cdot 10^{-4}\,\Omega^{-1}$

ed R_s = resistenza della sorgente del segnale, immaginata di valore compreso tra la resistenza di ingresso dello stadio e venti volte circa il suo valore.

È facile controllare infatti che la resistenza di uscita varia ben poco al variare della resistenza della sorgente del segnale. Il valore di questa si ripercuote principalmente sul rendimento dell'accoppiamento d'ingresso, che è massimo se la resistenza della sorgente è uguale alla resistenza di ingresso dello stadio, e sulla distorsione, come è stato detto più sopra.

L'amplificazione di tensione risulta:

$$-\frac{h'_{21}}{\Delta' + h'_{11}G_L} \simeq 257 \, .$$

Questa è ben inteso la amplificazione di tensione che si può ottenere dallo stadio della fig. 7.1 a vuoto, quando cioè $R_L = \infty$.

Se invece R_L ha un valore finito, l'amplificazione di tensione è inferiore, ed il suo valore è calcolabile (sempre con la stessa formula appena scritta) quando al posto della conduttanza G_L si ponga il valore della conduttanza risultante da R_c ed R_L in parallelo.

Le stesse considerazioni valgono per la resistenza di ingresso, la quale aumenta quando diminuisce la resistenza di carico. Analogamente si possono calcolare i guadagni di corrente e di potenza.

Come abbiamo già detto la sola grandezza che non varia apprezzabilmente al variare dei parametri del circuito è la resistenza di uscita dello stadio.

Per aumentare i guadagni, sia di tensione che di corrente, occorre fare più grande possibile il rapporto R_c/R_L. Ciò equivale a dire, qualora R_L sia imposta, di fare R_c più grande possibile. R_c può essere aumentata se si riduce il valore della corrente di riposo, cioè se si aumenta la resistenza R_e.

Ma diminuendo la corrente, se da un lato si aumenta l'amplificazione, d'altro lato si diminuisce l'ampiezza massima di segnale, per una data distorsione, che si può ottenere all'uscita.

Questi ragionamenti devono essere tenuti presenti dal progettista che desidera concentrarsi al massimo su una caratteristica ad esclusione di tutte le altre.

La corrente non può essere diminuita eccessivamente, perchè l'amplificazione di corrente h'_{21} cade rapidamente, al di sotto di un determinato valore della corrente stessa. Questo valore è, per l'OC 71, circa 0,3 mA.

B) STADIO IN CONTROFASE CLASSE B

Quasi sempre è specificata la potenza di uscita che si vuole ottenere, e da questo dato incomincia d'abitudine lo svolgimento del progetto dell'amplificatore. La fig. 7.3, riporta lo schema di uno stadio tipico in classe B per una potenza di uscita di circa 750 mW.

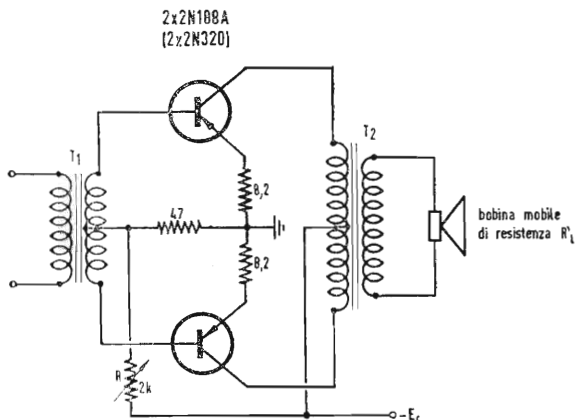



Fig. 7.3. - Stadio finale controfase in classe B.

Il divisore di tensione formato dalla resistenza R e dalla resistenza di 47 Ω fornisce ai transistori una polarizzazione leggermente superiore a quella di interdizione, allo scopo di prevenire una distorsione inaccettabile con piccoli segnali all'ingresso.

Normalmente è sufficiente polarizzare con circa 0,1 V, in modo da far circolare una corrente di collettore pari a qualche percento della corrente massima (nell'esempio citato circa 1,5 mA per i due transistori).

Le resistenze nel circuito di emettitore stabilizzano i transistori, proteggendoli dalla deriva termica cumulativa (vedi Cap. VI) ed al tempo stesso compensano parzialmente alcune differenze fra i due transistori, riducendo il tasso di distorsione per seconda armonica.

Notiamo a questo proposito che la distorsione per 2ª armonica è praticamente proporzionale alla differenza $h'_{21}{}^{I} - h'_{21}{}^{II}$ delle amplificazioni di corrente dei due transistori. Questa distorsione diminuisce al diminuire della resistenza della sorgente. Infatti l'impedenza d'entrata è proporzionale a $h'_{21} + 1$, e pertanto il transistore a più forte guadagno presenta la più grande impedenza di entrata. Si pro-

duce quindi una compensazione, in quanto il transistore a più forte guadagno riceve una corrente di pilotaggio inferiore a quella dell'altro transistore.

La compensazione è evidentemente massima nel caso di pilotaggio a tensione costante (resistenza della sorgente nulla).

Ma d'altronde si verifica anche (in qualsiasi transistore) una distorsione di 3ª armonica, nel caso di pilotaggio con segnali ampi, dovuta alla caratteristica esponenziale di entrata.

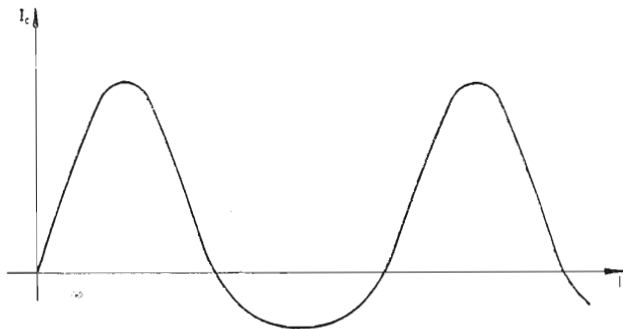



Fig. 7.4. - Distorsione della corrente di collettore dovuta alla caratteristica esponenziale di entrata.

L'entrata infatti non è altro che un diodo formato dalla giunzione base-emettitore. A una tensione sinusoidale all'ingresso corrisponde pertanto una corrente di collettore deformata per 3ª armonica, come è indicato in fig. 7.4.

Per attenuare questa distorsione conviene quindi aumentare la resistenza della sorgente del segnale, in modo da diminuire l'importanza della componente non lineare dell'impedenza totale del circuito di entrata, ed effettuare un pilotaggio a corrente costante (resistenza della sorgente $= \infty$).

Come si vede la 2ª armonica, dovuta alla differenza fra i due transistori, e la 3ª armonica, dovuta alla caratteristica di entrata variano in senso inverso in funzione della resistenza della sorgente: esiste pertanto un valore ottimo di quest'ultima che corrisponde ad un minimo del tasso globale di distorsione.

Questo valore è diverso da caso a caso, dato che non si possono prevedere a priori le differenze di due transistori, e si determina in genere sperimentalmente: il suo valore è compreso fra qualche centinaio e qualche migliaio di ohm per transistori di media e piccola potenza.

La fig. 7.5 illustra una famiglia di caratteristiche di uscita, con la retta di carico. A rappresenta il punto di lavoro in assenza di segnale.

Se E_c è la tensione continua di alimentazione, la tensione di cia-

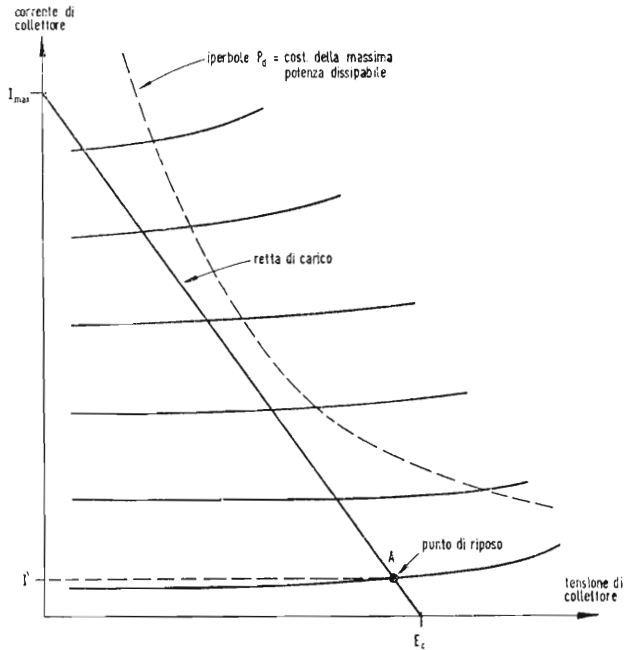



Fig. 7.5. - Caratteristiche statiche di un amplificatore in classe B.

scuno dei collettori passa, durante il pilotaggio massimo, da zero al valore $2E_c$. Infatti ciascun collettore, a causa dell'accoppiamento fra le due metà del primario del trasformatore di uscita, riceve l'oscillazione dell'altro durante il mezzo periodo di non conduzione.

La corrente di collettore in ognuno dei transistori, passa dal valore molto ridotto della corrente I' allo stato di riposo, alla corrente I_{max}, determinata dalla resistenza di carico durante il semiciclo di conduzione. In regime sinusoidale la potenza massima di uscita globale dello stadio risulta pertanto, immaginando un pilotaggio completo ma non tale da generare fenomeni di limitazione, e passando ai valori efficaci:

$$P_u = \frac{E_c}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{max} - I'}{\sqrt{2}} = \frac{E_c\,(I_{max} - I')}{2} .$$

Riassumendo: sulla caratteristica di uscita del tipo di transistore scelto si traccia la retta di carico che è determinata nel modo seguente (fig. 7.5):

a) Sull'asse delle tensioni essa interseca questa al valore E_c della tensione di alimentazione. Quest'ultima va scelta in modo che non superi metà della tensione di punta sopportata dal transistore.

b) Nell'asse delle correnti la retta passa per il valore I_{max} corrente massima sopportata dal transistore.

c) Occorre verificare che la retta di carico non tagli (al massimo sia tangente) all'iperbole che rappresenta la massima potenza dissipabile nel transistore, tenuto conto del sistema di raffreddamento.

Se ciò non avviene si deve diminuire convenientemente E_c, ovvero I_{max}, o entrambi.

La resistenza di carico, per un transistore, è quindi definita, ed il suo valore è:

$$R_L = \frac{E_c}{I_{max}} .$$

La resistenza R_{c-c} in controfase (cioè fra collettore e collettore) presentata dal trasformatore di uscita ai due collettori deve essere, come è noto, a causa dell'accoppiamento delle due metà del primario, pari a quattro volte la resistenza R_L per un transistore dianzi trovata.

Il rapporto di spire fra metà primario e l'intero primario è ovviamente $\frac{1}{2}$; quindi il rapporto fra l'impedenza di metà primario e quella complessiva primaria è $\left(\frac{1}{2}\right)^2 = \frac{1}{4}\Big)$.

Se pertanto la bobina mobile collegata al secondario ha la resistenza R'_L, il rapporto di trasformazione fra l'intero primario ed il secondario risulta:

$$\frac{n_1}{n_2} = 2 \sqrt{\frac{E_c/I_{max}}{R'_L}} .$$

La potenza di uscita può essere espressa anche in funzione della resistenza di carico:

$$P_o = \frac{1}{2} R_L I^2_{max} = \frac{1}{8} R_{c-c} I^2_{max}.$$

Specialmente nel caso di piccole potenze (2N188A, 2N320, OC72 ecc.) l'impedenza di carico che si determina sulle caratteristiche è talmente bassa, che si può considerare essenzialmente un corto circuito quando la si paragoni all'impedenza di uscita del transistore.

In piccoli amplificatori in classe B, se si progetta lo stadio come indicato, per la massima potenza di uscita, non si realizza il massimo guadagno di potenza dello stadio, ma solo il massimo guadagno di corrente.

La corrente massima di pilotaggio I_i in questo caso vale con buona approssimazione:

$$I_i = \frac{I_{max}}{h'_{21}}.$$

La resistenza esterna d'ingresso, fra base e base, sia $R_{b\text{-}b}$. Essa, come è stato detto, dipende dalle esigenze della linearità ed in generale essa pure non rappresenta il miglior adattamento alla resistenza interna di ingresso.

La potenza necessaria in ingresso è quindi definita da:

$$P_i = \frac{1}{8} I^2_i R_{b\text{-}b}$$

e il guadagno di potenza dello stadio risulta:

$$A_p = \frac{P_o}{P_i} = \frac{I^2_{max} R_{cc}}{I^2_i R_{b\text{-}b}}.$$

ovvero

$$A_p = (h'_{21})^2 \frac{R_{c\text{-}c}}{R_{b\text{-}b}}.$$

Ancora alcune parole sul rendimento dello stadio in classe B.

Se si trascura la corrente di riposo I' (classe B pura), in regime sinusoidale, la sorgente di alimentazione deve fornire una corrente media

$$I_o = \frac{I_{max}}{\pi} \text{ per collettore,}$$

ed una potenza media (per i due transistori)

$$P_{AL} = 2E_c I_o = \frac{2E_c I_{max}}{\pi} .$$

Il rendimento dello stadio è quindi

$$\eta = \frac{P_o}{P_{AL}} = \frac{\frac{E_c I_{max}}{2}}{\frac{2E_c I_{max}}{\pi}} = \frac{\pi}{4} = 78\% .$$

Questo è il rendimento teorico massimo di un controfase in classe B, anche nel caso di tubi a vuoto.

Il rendimento pratico è inferiore a causa della corrente di riposo I' e del rendimento del trasformatore di uscita.

Ciò nonostante si sono costruiti amplificatori di grande potenza in classe B a transistori con rendimento del 75%.

C) STADIO FINALE O PILOTA IN CLASSE "A" A EMETTITORE COMUNE.

Come nel caso di un tubo elettronico, si traccia la retta di carico in modo che essa non tagli l'iperbole della massima potenza dissipabile. La tensione di collettore a riposo sia E_c inferiore o al massimo uguale a metà della tensione di punta ammissibile per il transistore, e la tensione di alimentazione sia $2E_c$.

La retta di carico si traccia come è indicato nella fig. 7.6, tenendo presenti le tre limitazioni della potenza, corrente e tensione massima.

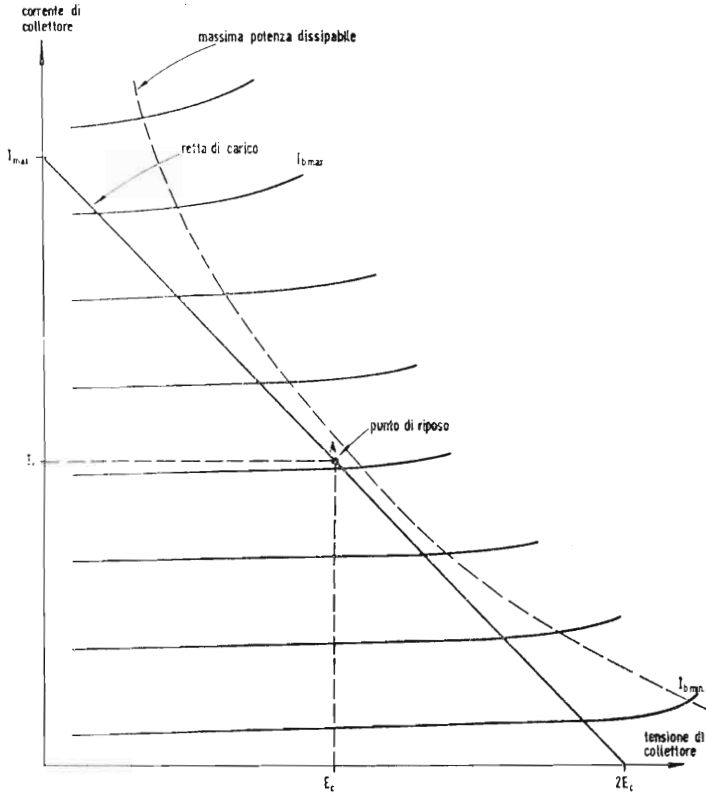
Il punto di lavoro in assenza di segnale è quindi scelto in modo che il segnale di uscita possa oscillare simmetricamente nella direzione positiva e negativa: alla tensione E_c di riposo corrisponde la corrente I_c di riposo, pari a $1/2\, I_{max}$.

La massima potenza di uscita, senza distorsioni dovute a saturazione od interdizione, in regime sinusoidale, è approssimativamente data da:

$$P_o = \frac{E_c I_c}{2}$$

trascurando la piccola corrente di fuga I'_{co}.

La resistenza di carico corrispondente alla massima potenza di uscita da:

$$R_L = \frac{E_c}{I_c} .$$

Fib. 7.6. - Caratteristiche statiche di un amplificatore in classe A.

La potenza media fornita dalla sorgente di alimentazione al transistore è pari a:

$$P_{AL} = E_c I_c$$

ed il rendimento teorico massimo dello stadio:

$$\eta = \frac{P_o}{P_{AL}} = 50\% .$$

In pratica con i transistori è agevole arrivare a rendimenti del 45%.

Se il carico è rappresentato da una bobina mobile di resistenza R'_L, accoppiata mediante un trasformatore, il rapporto di trasformazione di quest'ultimo è determinato da

$$\frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{E_c/I_c}{R'_L}} .$$

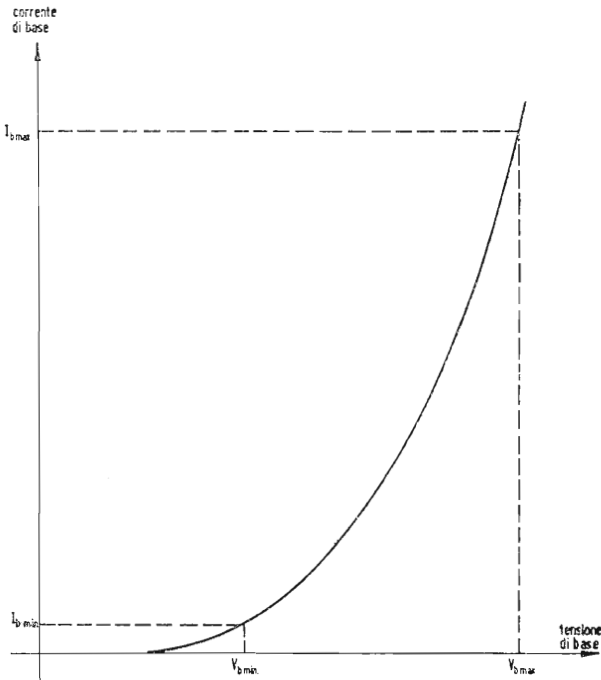



Fig. 7.7. - Caratteristiche di entrata di un amplicatore in classe A.

Anche in questo caso la resistenza di carico è molto piccola paragonata alla resistenza di uscita di collettore, e pertanto il guadagno di corrente del transistore è massimo e prossimo a h'_{21}.

La potenza di pilotaggio necessaria si ottiene rilevando sulle

caratteristiche di uscita le correnti I_{bmin} e I_{bmax} di base necessarie per la piena escursione della corrente di uscita.

In base a questi valori, sulla caratteristica di entrata del transistore, riportata idealizzata in fig. 7.7, si leggono i corrispondenti valori V_{bmin} e V_{bmax} della tensione di base.

La potenza necessaria all'entrata è così determinata:

$$P_i = \frac{(V_{b\,max} - V_{b\,min}) \cdot (I_{b\,max} - I_{b\,min})}{8} .$$

Il guadagno di potenza fra base e collettore risulta quindi

$$A_p = \frac{P_o}{P_i} = 4 \frac{E_c \cdot I_c}{(V_{b\,max} - V_{b\,min}) \cdot (I_{b\,max} - I_{b\,min})} .$$

La potenza effettiva necessaria per il pilotaggio è di fatto maggiore di P_i. La caratteristica di entrata, come si vede dalla fig. 7.7., è estre-

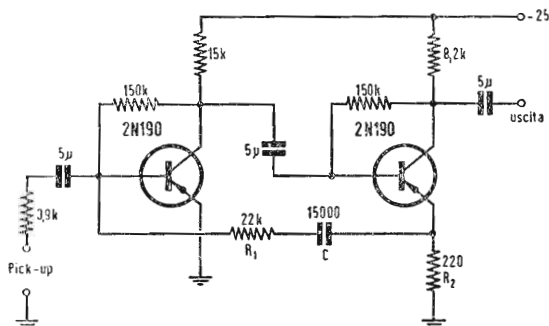



Fig. 7.8. - Preamplificatore compensato per pick-up a riluttanza variabile Genera Electric.

mamente alineare, ed è evidente che con un pilotaggio a impedenza paragonabile all'impedenza d'entrata, cioè a tensione quasi costante, si avrebbe una corrente di entrata e quindi una corrente di uscita con una distorsione inammissibile.

È necessario ricorrere ad una sorgente ad impedenza elevata rispetto all'impedenza di ingresso dello stadio: il forzato disadattamento che ne deriva abbassa il guadagno di potenza totale, e domanda una maggiore tensione di pilotaggio.

In effetti lo stadio a emettitore comune ha la possibilità di realizzare un più elevato guadagno di potenza di uno stadio a base

comune, benchè la potenza di uscita a pari distorsione sia inferiore per il primo.

Si usa però quasi sempre la reazione negativa che riduce la distorsione alla massima potenza di uscita, e si dà la preferenza, salvo poche eccezioni, allo stadio a emettitore comune, che rispetto agli altri due montaggi presenta un guadagno di potenza più elevato.

Oltre a tutte le considerazioni esposte, nel dimensionamento degli amplificatori di potenza in classe A e B, come pure degli stadi preamplificatori si terranno presenti le questioni relative alla stabilizzazione del punto di lavoro e alla protezione dal pericolo della deriva termica cumulativa, come è stato accennato nel Cap. VI.

7.3. — Circuiti ad alta fedeltà.

I transistori sono un elemento ideale per i circuiti ad alta fedeltà, soprattutto in quanto non presentano problemi relativi al ronzio derivante dai filamenti come nel caso dei tubi a vuoto.

Essi sono inoltre essenzialmente dei dispositivi a bassa impedenza, dello stesso ordine di quella dei pick-up magnetici e degli altoparlanti, ed i problemi di accoppiamento sono pertanto molto semplificati.

Resta il problema della distorsione, specialmente di alinearità delle caratteristiche, ma in circuiti ad alta fedeltà si fa sempre uso di reazione negativa per eliminare questo inconveniente.

a) - Preamplificatore.

La fig. 7.8. riproduce lo schema della prima sezione di un amplificatore ad alta fedeltà (vedi Esempi di applicazioni, schema n.10.6.).

Ai capi della resistenza di emettitore R_2 del 2° stadio si ottiene una tensione proporzionale alla corrente di uscita.

Mediante una rete R_1 C è ricondotto all'entrata un segnale proporzionale alla corrente di uscita.

Se la capacità C è molto grande, la risposta globale dei due stadi è molto piatta ed il guadagno è determinato praticamente solo dal rapporto R_1/R_2 (l'impedenza d'ingresso del 1° stadio è molto bassa paragonata a R_1).

Se la capacità è ridotta, la corrente di controreazione dipende dalla frequenza istantanea del segnale, ed è possibile ottenere una esaltazione delle frequenze basse.

Con i valori indicati sullo schema si ha una esatta compensazione della curva di risposta del pick-up a riluttanza variabile della General Electric.

In un preamplificatore a tubi elettronici, la tensione di controreazione è generalmente ricavata dalla placca del 2° stadio e applicata ad una resistenza inserita nel catodo del 1° stadio.

Questo metodo non è consigliabile per un amplificatore a transistori, poichè una reazione negativa di tensione tende a controllare la " tensione " applicata allo stadio seguente, mentre nel caso di transistori è piuttosto desiderabile controllare la " corrente " entrante nello stadio seguente.

b) - Controllo di tono.

I circuiti del controllo di tono sono differenti nei montaggi a transistori da quelli classici, a causa delle basse impedenze in gioco.

Un controllo soddisfacente dei toni alti e bassi e del volume è riportato in fig. 7.9.

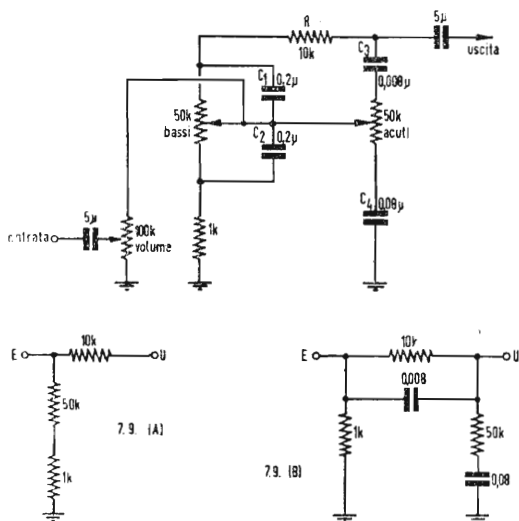



Fig. 7.9. - Controllo di volume e di tono, e circuiti equivalenti.

L'azione di questo circuito è più facilmente comprensibile se lo si considera come una rete a controllo di corrente piuttosto che a controllo di tensione.

La corrente di ingresso va sul controllo di volume, ed una parte di essa è fugata a massa.

Il rimanente di essa va al cursore del potenziometro dei bassi.

Il circuito equivalente per le basse frequenze, con il cursore del potenziometro dei bassi verso l'alto (massima esaltazione dei bassi) è illustrato in fig. 7.9. (A). Il condensatore C_1 è cortocircuitato ed il condensatore C_2 presenta una reattanza elevata. La corrente a bassa frequenza si trasferisce quindi per la massima parte all'uscita.

Con il cursore in basso, l'attenuazione è massima per le basse frequenze e minore per le alte, a causa di C_1.

La fig. 7.9. (B) riporta il circuito equivalente per le alte frequenze, con il cursore del potenziometro degli acuti verso l'alto (massima esaltazione degli acuti). La resistenza R è cortocircuitata da C_2, e la corrente a frequenza elevata passa quasi totalmente all'uscita.

Quando il cursore è in basso, gli acuti sono attenuati, a causa di C_2 verso massa.

c) - Stadi di uscita.

L'avvento dei transistori in alta fedeltà ha dato impulso allo studio degli amplificatori finali senza trasformatore.

Il circuito con collettore comune in particolare offre le possibilità più interessanti dato che esso possiede una bassa distorsione inerente ed una bassa impedenza di uscita.

Fig. 7.10. - Stadio finale a collettore comune.

La fig. 7.10. mostra uno stadio finale a collettore comune. L'altoparlante è collegato attraverso un condensatore alla resistenza di emettitore, di valore sufficientemente elevato in modo che praticamente tutta la corrente di segnale fluisca nel carico.

La soluzione non è però molto pratica: se la corrente media di collettore è ad esempio di 1A, si ha uno spreco enorme di potenza nella resistenza di emettitore. Questa potrebbe essere sostituita da una bobina di arresto, ma le dimensioni di essa, anche solo di 1H a 1A sarebbero proibitive.

Usando invece un secondo transistore inserito al posto della resistenza da 100 Ω, come in fig. **7.11.**, si giunge ad un circuito in controfase ad autoinversione e a bassa impedenza di uscita.

Sul collettore di Tr_1, a causa della resistenza R_1, si manifesta un piccolo segnale proporzionale alla corrente che circola in Tr_1. Esso è accoppiato a mezzo di C_1 alla base di Tr_2 ed appare quindi (all'incirca con la stessa ampiezza) ai capi di R_2.

Ciò significa che la corrente circolante in Tr_2 è esattamente uguale a quella che fluisce in Tr_1, ma sfasata rispetto a questa di 180°.

Quando per esempio Tr_1 è in piena conduzione, Tr_2 è quasi all'interdizione, e l'altoparlante è percorso da quasi tutta la corrente del semiperiodo. Quando invece Tr_1 è quasi all'interdizione, Tr_2 è fortemente conduttore e distoglie gran parte della piccola corrente residua dall'altoparlante.

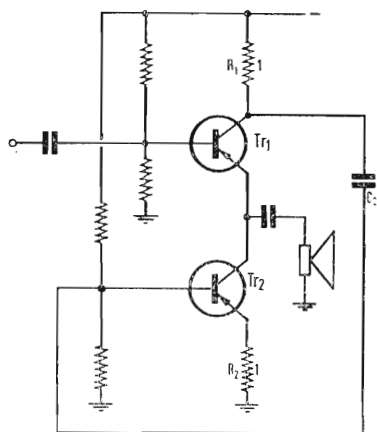



Fig. 7.11. - Montaggio in controfase senza trasformatore di uscita.

Il circuito di fig. 7.11. presenta però alcuni svantaggi. Il primo di essi è costituito dal fatto che per una adeguata stabilità termica occorre prevedere un valore abbastanza più elevato di 1 Ω per R_2, e per conseguenza anche per $R_1 = R_2$. Ciò comporta una maggiore dissipazione della potenza di alimentazione e la necessità di aumentare la tensione di alimentazione.

Un secondo svantaggio è che un'eventuale ronzio presente nell'alimentazione è accoppiato interamente attraverso C_1 sulla base di Tr_2, e appare quindi ai capi del carico.

Questi inconvenienti possono essere superati con la disposizione della fig. 7.12.

Il transistore Tr_3 è montato con base comune, ed accoppia, senza inversione di fase, il segnale che appare ai capi di R_1 alla base di Tr_2.

Ogni ronzio sarà applicato contemporaneamente alla base e all'emettitore di Tr_3, e resterà quindi senza effetto sulla corrente applicata a Tr_2.

Inoltre ogni variazione della tensione continua media che appare sul collettore di Tr_1 è amplificata ed accoppiata alla base di Tr_2 in maniera da ricondurre la corrente nei due transistori di potenza al loro valore originale.

La stabilità dell'intero circuito nei riguardi della temperatura è pertanto uguale a quella di un transistore in base comune, benchè i due transistori di potenza non siano montati in questa maniera.

Una versione pratica di questo circuito è riportata nel capitolo X (schema 10.5.).

La resistenza di uscita dello stadio finale è di soli 0,3 Ω, ciò che provvede un fattore di smorzamento di 25 per un altoparlante da

8 Ω. La reazione negativa è applicata dall'altoparlante allo stadio pilota, per diminuire ulteriormente la distorsione.

La potenza massima di uscita è di 7W con una distorsione totale del 0,5%.

Con una potenza di uscita di 3,5W la distorsione è del 0,25%.

La risposta di frequenza è piatta entro ± 0,1 dB fra 20 Hz e 20 kHz.

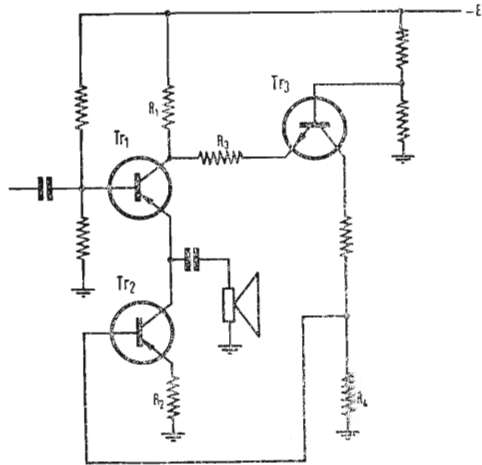



Fig. 7.12. - Montaggio in controfase perfezionato.

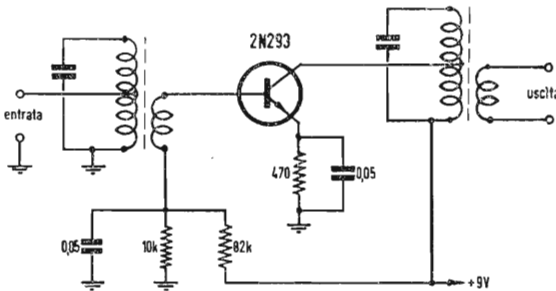



Fig. 7.13. - Stadio amplificatore a frequenza intermedia.

7.4. — Amplificatori a frequenza intermedia.

Un circuito tipico di stadio amplificatore a frequenza intermedia è raffigurato in fig. 7.13.

La corrente di collettore è determinata da un divisore di tensione sulla base ed una resistenza abbastanza elevata nell'emettitore.

Entrata ed uscita sono accoppiate a trasformatore accordato. Impedenze di entrata ed uscita del transistore si calcolano con l'aiuto dei parametri per piccoli segnali, come indicato nel capitolo IV, ed in base ad esse si determinano i trasformatori di accoppiamento.

I condensatori da 0,05 μF prevengono l'innesco che potrebbe verificarsi a causa della resistenza interna di emettitore.

Con un transistore *n-p-n* ottenuto per " accrescimento progressivo " come il tipo 2N293, non è necessario usare la neutralizzazione per ottenere un amplificatore a frequenza intermedia stabile.

Usando invece un transistore *p-n-p* ottenuto per " lega " come i tipi OC 44 e OC 45, è necessario usare la neutralizzazione per avere un amplificatore stabile.

Il condensatore di neutralizzazione dipende dal valore della capacità di collettore del transistore, e va in genere riaggiustato qualora si sostituisca il transistore.

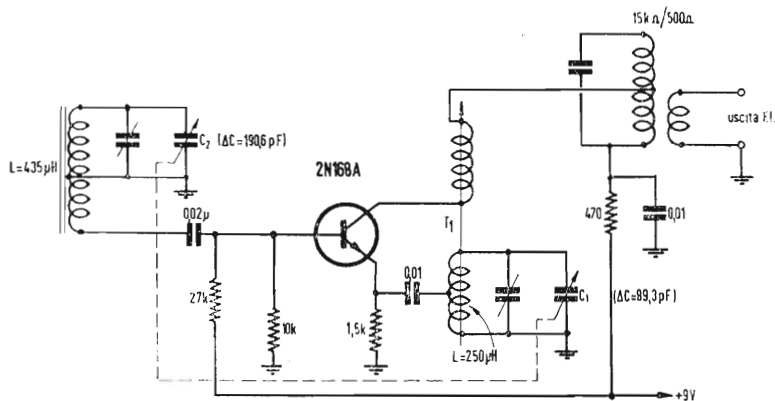



Fig. 7.14. - Stadio convertitore per ricevitore supererodina.

Il guadagno di un amplificatore a frequenza intermedia diminuisce quando si abbassa la corrente di emettitore.

Questa proprietà può essere usata per l'introduzione del controllo automatico di volume. Un esempio è fornito nel Cap. X.

7.5. — Convertitori per supereterodina.

Lo stadio convertitore di un ricevitore a transistori esplica le funzioni di oscillatore locale, mescolatore e amplificatore a frequenza intermedia.

Un circuito tipico è riportato in fig. 7.14.

Il trasformatore T_1 accoppia emettitore e collettore con fase opportuna per causare l'oscillazione. Il condensatore C_1 accorda uno degli avvolgimenti in modo che la frequenza di oscillazione sia costantemente superiore di 455 kHz alla frequenza di accordo del circuito di entrata, sintonizzato da C_2.

Il segnale di ingresso, adattato all'impedenza del transistore, è iniettato sulla base.

I due segnali, di ingresso e locale, sono mescolati e amplificati, e la frequenza di battimento a 455 kHz è selezionata dal trasformatore a frequenza intermedia nel circuito di collettore e trasferita allo stadio seguente.

Per il migliore rendimento la corrente di collettore deve essere di 0,6 ÷ 0,8 mA e l'ampiezza dell'oscillazione locale, fra emettitore e massa di 0,15 ÷ 0,25 V.

7.6. — Oscillatori sinusoidali.

La caratteristica di un transistore di amplificare un segnale, rende possibile il suo uso in circuiti oscillatori.

E, come del resto avviene nel caso dei tubi a vuoto, un transistore può oscillare normalmente a frequenze molto più alte di quelle in cui esso è ancora impiegabile come amplificatore.

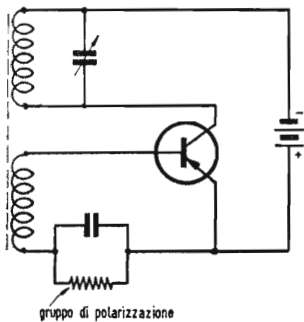



Fig. 7.15. - Oscillatore con transistore a giunzione.

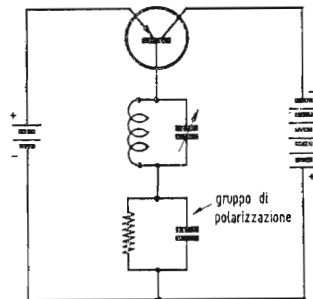



Fig. 7.16. - Oscillatore con transistore a punte.

Di regola si ottengono rendimenti accettabili fino a tre volte la frequenza di taglio caratteristica del transistore.

Si possono distinguere due classi di circuiti oscillatori: una in cui la reazione positiva è ottenuta esternamente al transistore, ed una in cui essa è sviluppata internamente dal transistore stesso.

Il circuito di fig. 7.15. fa uso di reazione esterna, ed impiega un transistore a giunzione.

Il transistore a punte può presentare una resistenza di ingresso negativa.

Questo si verifica quando la resistenza di base non è eccessiva, l'amplificazione di corrente con base a massa h_{21} è maggiore di uno e la resistenza di carico (nel circuito di collettore) è bassa o nulla.

Nel circuito di fig. 7.16. un transistore è collegato con il suo ingresso (base-emettitore) in parallelo su un circuito oscillante. L'oscillazione persistente si stabilisce se la grandezza della resistenza negativa presentata dal transistore supera la resistenza (positiva) equivalente parallela del circuito accordato.

Altri esempi di circuiti oscillatori sono riportati nel Cap. X.

7.7. — Invertitori di corrente.

Sempre più diffusi sono gli invertitori (o convertitori) a transistori per l'alimentazione a mezzo di batterie a bassa tensione di apparecchiature elettroniche con tubi a vuoto, o comunque funzionanti a tensione abbastanza elevata.

In questi invertitori i transistori sostengono il ruolo di vibratori elettromeccanici.

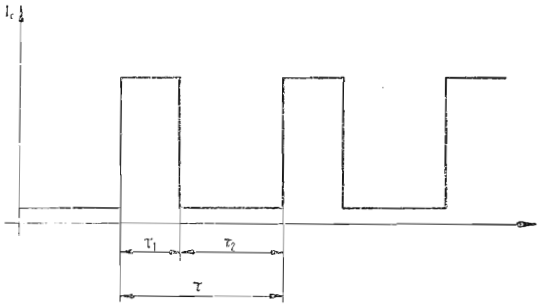



Fig. 7.17. - Invertitore a un transistore: corrente di collettore.

Qui di seguito si esaminerà un po' in dettaglio questa applicazione, di cui non esiste ancora attualmente molta documentazione.

A) Invertitori a un transistore.

Sono in genere riservati per piccole potenze.

Il transistore funziona essenzialmente come un generatore di onda quadra in generale non simmetrica (fig. 7.17.)

L'onda quadra alimenta il primario di un trasformatore elevatore, e la più grande tensione secondaria viene raddrizzata e filtrata. A seconda di come è collegato il diodo raddrizzatore (nel caso del raddrizzamento di una semionda) si ricava energia dalla semionda τ_1 in cui il transistore è in piena conduzione, ovvero dalla semionda τ_2 in cui il transistore è all'interdizione.

È anche possibile effettuare il raddrizzamento delle due semionde con 4 diodi collegati a ponte, ovvero con 2 diodi collegati come duplicatori di tensione, ma questo sistema non presenta particolari vantaggi per rendimento e resistenza interna di uscita.

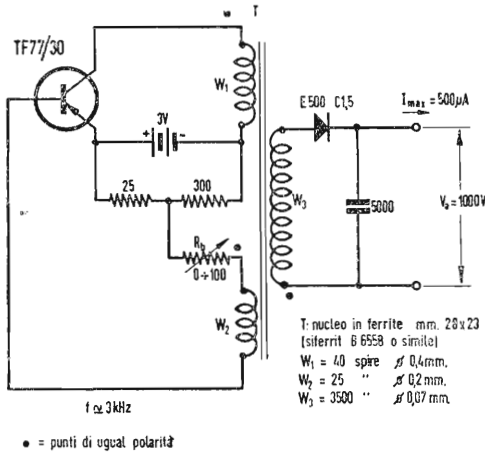



Fig. 7.18. - Invertitore a un transistore: schema tipico.

Normalmente, specie per ottenere alte tensioni, si raddrizza la semionda τ_2. Il transistore cioè, durante il semiperiodo di conduzione τ_1 carica magneticamente il trasformatore, il quale si scarica attraverso il diodo durante il periodo di interdizione τ_2, con un impulso di tensione di ampiezza elevata, proporzionale all'induttanza del trasformatore.

Quanto più alta è pertanto la frequenza di interruzione, tanto minore ha da essere il rapporto di trasformazione a pari tensioni di ingresso (batteria) e uscita.

Ed inoltre a frequenza elevata diminuisce l'ingombro del trasformatore. Per frequenze dell'ordine di 1 kHz e più si fa uso di nuclei di ferrite.

Nella calcolazione di un invertitore di questo tipo (fig. 7.18.), sono dati in generale la tensione della batteria $V_{\mathbf{BATT}}$, la tensione di uscita $V_{\mathbf{a}}$ e la corrente di uscita $I_{\mathbf{a}}$.

Il valore di picco della corrente di collettore è dato da:

$$\hat{i}_c = \frac{2 V_a I_a}{\eta - V_{BATT}} \cdot \frac{\tau}{\tau_1} \qquad [1]$$

Il rendimento di questi circuiti è prossimo in generale a $\eta = 0{,}6$.

Si fissa il rapporto $\frac{\tau}{\tau_1}$ fra $\frac{1}{2}$ e $\frac{9}{10}$.

Calcolato $\hat{i}_c$ si può scegliere il tipo di transistore. ($\frac{\tau}{\tau_1}$ si sceglie per avvicinare $\hat{i}_c$ al valore $I_{c\,max}$ di un transistore commerciale).
L'induttanza primaria del trasformatore è determinata da:

$$L_1 = \frac{V_1}{\hat{i}_c} \cdot \frac{\tau_1}{\tau} \cdot \frac{1}{f} = \frac{V_1}{\hat{i}_c} \cdot \tau_1 \qquad [2]$$

in cui $f = \frac{1}{\tau}$ è la frequenza di lavoro.

V_1 è la tensione di alimentazione V_{BATT} diminuita della caduta di tensione ohmica V_r nel primario del trasformatore e della tensione minima V_{RES} fra collettore ed emettitore, pari entrambe in generale a qualche decina di millivolt:

$$V_1 = V_{BATT} - V_r - V_{RES}\,.$$

Richiamiamo a questo punto che nella scelta della frequenza e pertanto di τ, va tenuta presente la frequenza di taglio del transistore.

Per i nuclei in ferrite, a tazza o a mantello, è in generale dato dal costruttore il numero di spire necessario per realizzare 1 mH, che è chiamato generalmente a.
Dalla conoscenza di questo parametro è facile calcolare il numero di spire necessario mediante la:

$$W_1 = a \sqrt{L_1} \qquad (L_1 \text{ in mH})\,.$$

Per i nuclei in lamierino o ferrite, nel caso che non sia cono-

sciuto a. il numero di spire può venir determinato nel modo seguente:

$$W_1 = \frac{\tau_1}{\tau} \cdot \frac{V_1}{q \cdot f \cdot B} 10^8 . \qquad [3]$$

in cui q è la sezione in cm² del nucleo fissata empiricamente:

$$q \text{ (cm}^2) = \sqrt{V_a \cdot I_a} \qquad [4]$$

essendo V_a ed I_a espresse rispettivamente in volt e ampere. Per esigenze costruttive si possono scegliere valori di q maggiori di quelli determinati dalla formula.

B rappresenta l'induzione massima nel nucleo, un pò inferiore a quella di saturazione. Per buoni lamierini è in genere $B = 10.000$ gauss, per le ferriti $B \simeq 2.300$ gauss (Il valore esatto di questo parametro deve essere rilevato dai cataloghi dei nuclei).

Il rapporto di reazione, che permette di determinare il numero di spire dell'avvolgimento di reazione è dato da:

$$\frac{W_1}{W_2} = \frac{V_1}{I_b \cdot R_b + V_{be}} = \frac{V_1}{2 V_{be}} \qquad [5]$$

I_b e V_{be} sono rispettivamente la tensione e la corrente di base, per la corrente $\hat{i}_c$ di collettore, ricavate I_b sulla caratteristica di uscita, in corrispondenza del ginocchio corrispondente a V_{RES} e V_{be} dalla caratteristica di entrata, in corrispondenza di I_b.

R_b è la resistenza esterna di base ed essa va scelta in modo che sia all'incirca

$$V_{be} = I_b R_b .$$

La resistenza esterna di base sarà ritornata ad una debole tensione negativa rispetto all'emettitore, ottenuta mediante un divisore sulla batteria, di valore non critico, purchè la porzione di resistenza verso l'emettitore sia piuttosto piccola rispetto a R_b. Lo scopo di mantenere una debole corrente nel transistore anche quando non si trova ancora in regime oscillatorio è quello, consigliato dall'esperienza, di favorire l'innesco delle oscillazioni all'atto del collegamento della batteria.

Il numero di spire del secondario si determina in funzione dell'ampiezza dell'impulso di tensione V_1 sul primario durante il tempo τ_2:

$$\frac{W_3}{W_1} = \frac{V_a}{V_1} \cdot \frac{\tau_2}{\tau_1} . \qquad [6]$$

Un punto da tenere presente è che la somma $V_1 + V_{BATT} \simeq \simeq 2V_{BATT}$ sia al massimo uguale alla tensione massima collettore-emettitore sopportabile dal transistore.

Un'applicazione caratteristica di un invertitore di questo tipo è l'alimentazione di un tubo contatore di Geiger-Müller, ovvero di un tubo catodico per televisore portatile.

Nel caso in cui si raddrizzi la semionda durante la quale il transistore è in conduzione il numero secondario di spire, qualunque siano τ_1 e τ_2, è determinato da:

$$\frac{W_3}{W_1} = \frac{V_a}{V_1}. \qquad [7]$$

Esso risulta pertanto almeno doppio che nel caso precedente. In compenso la tensione di uscita è più costante al variare del carico. Uno svantaggio è però che la sovratensione durante il semiperiodo di interdizione può essere molto maggiore di $V_1 + V_{BATT}$, a causa del fattore di merito più elevato dell'avvolgimento non più smorzato dal carico costituito dal raddrizzatore durante questo semiperiodo.

Questo inconveniente può essere eliminato collegando un condensatore in parallelo sul secondario. La capacità di quest'ultimo dev'essere determinata sperimentalmente, osservando all'oscillografo la sovratensione primaria, al valore che rende questa sovratensione un po' inferiore alla tensione massima sopportabile dal transistore.

Se la capacità è troppo elevata, il funzionamento dell'invertitore si avvicina a quello di un generatore sinusoidale, ed il rendimento si abbassa.

Nel caso di invertitore a raddrizzamento del semiperiodo di conduzione il progetto segue la stessa traccia più sopra illustrata.

Il migliore rapporto $\frac{\tau_1}{\tau}$ si aggira in questo caso su $\frac{2}{3}$.

B) *Invertitori a due transistori.*

Le caratteristiche di un invertitore a due transistori in controfase si avvicinano a quelle di un invertitore semplice con raddrizzamento del semiperiodo di conduzione.

La tensione è cioè abbastanza costante al variare del carico ed il suo impiego è specialmente diffuso nel campo delle tensioni medie (200 ÷ 500 V) e potenze anche rilevanti.

La corrente massima per collettore ammonta a:

$$\hat{i}_c = \frac{I_a \cdot V_a}{\eta \cdot V_{BATT}} \qquad [8]$$

e l'induttanza primaria necessaria si calcola mediante la:

$$L_1 = \frac{V_1}{4 \cdot \hat{i}_c \cdot f} \qquad [9]$$

Il rapporto $\frac{\tau_1}{\tau}$ è in questo caso $\frac{1}{2}$.

Per determinare il numero di spire si fa uso della formula generale dei trasformatori:

$$V = 4 \cdot B \cdot f \cdot q \cdot w \cdot 10^{-8}$$

B e q sono scelti con gli stessi criteri visti prima.

Per la valutazione del rapporto di reazione vale la [5] e per il rapporto di spire fra primario e secondario la [6].

La tensione massima che deve portare il transistore è circa uguale a 2 V_{BATT}.

Il raddrizzamento va effettuato per le due semionde con quattro diodi collegati a ponte, ovvero con due diodi e la presa intermedia sul secondario.

7.8. — Transistori come interrutori.

Un interruttore è caratterizzato da una resistenza molto elevata quando è in posizione di "aperto" e da una resistenza molto bassa quando è in posizione di "chiuso".

Queste proprietà sono anche possedute da un transistore: esso può pertanto venire usato come interruttore, specialmente in quei casi in cui è domandata una rapidità di azione molto maggiore di quella di un interruttore meccanico. L'interruttore a transistore non ha infatti parti meccaniche in movimento, e la pressione del dito su un bottone o una levetta è qui sostituita da una ridotta potenza elettrica applicata fra base ed emettitore.

Come un qualunque interruttore anche un transistore possiede un valore massimo ammissibile per la corrente che lo attraversa quando è "chiuso" ed un valore massimo ammissibile per la tensione che esiste ai suoi capi quando è "aperto".

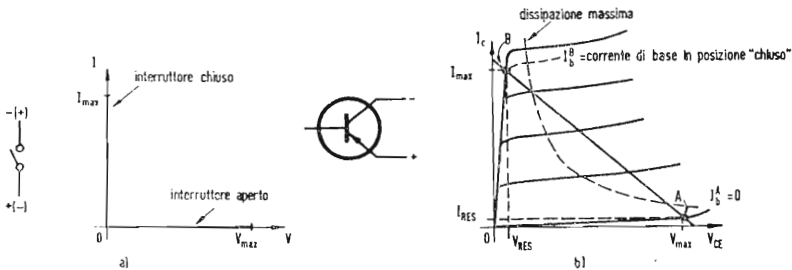



Fig. 7.19. - Interruttore *a*) e transistore *b*).

La fig. 7.19. a) riporta la caratteristica di un interruttore meccanico, e la fig. 7.19. b) quella di un transistore usato come interruttore.

Il punto di lavoro *A* (corrente di base $I_b = 0$) corrisponde alla posizione di " aperto ": il transistore presenta una elevatissima resistenza, e sottoposto alla tensione massima, lascia scorrere soltanto una piccola corrente residua I_{RES} che è pari a:

$$I_{RES} = \frac{I_{co}}{1 - h_{21}}$$

Dato però che $1 - h_{21}$ è molto più basso dell'unità, I_{RES} è pari a molte volte I_{co}. Si può migliorare il funzionamento, avvicinando maggiormente il punto *A* all'asse delle tensioni e polarizzando la base in senso inverso con una tensione maggiore di circa 0,2 V. In tali condizioni la corrente inversa di base è dell'ordine del microampere, e la corrente residua diviene $I_{RES} \simeq I_{co}$.

Quando il transistore è " chiuso ", la caduta di tensione fra collettore ed emettitore deve essere la minima. Il punto *B* rappresenta questa condizione di funzionamento con il transistore al punto di minima resistenza. La base è polarizzata con una corrente diretta notevolmente elevata, e fra collettore ed emettitore resta una piccola tensione residua V_{RES}, che è dell'ordine delle decine di millivolt.

Per ottenere questa bassa resistenza è importante che il punto *B* giaccia sotto il ginocchio delle curve caratteristiche.

Per un dato carico da interrompere (il carico determina la retta A-B) occorre cioè assicurarsi che si fornisca sufficientemente corrente di base I_b affinchè questa condizione sia rispettata.

È altresì importante che entrambi i punti A e B giacciano al disotto dell'iperbole della massima dissipazione ammissibile.

È invece tollerabile che la retta A-B, lungo la quale si sposta il punto di lavoro per passare da A a B e viceversa, tagli l'iperbole della massima dissipazione, purchè la commutazione sia molto rapida: un transistore previsto per una dissipazione massima di 150 mW può infatti tollerare una dissipazione di punta di circa 1 W per alcuni microsecondi.

Nel calcolare la corrente $I^{B}{}_{b}$ necessaria per raggiungere il punto B occorre conoscere come varia l'amplificazione di corrente h'_{21} al variare della corrente di collettore I_c. I fabbricanti forniscono per i transistori di commutazione curve come quelle di fig. 7.20.

Da esse si può ricavare il valore di h'_{21} alla corrente di collettore

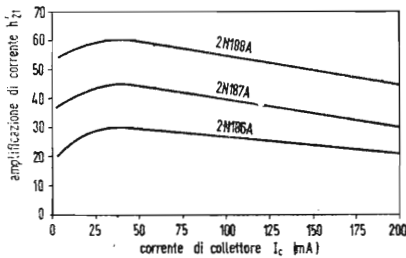



Fig. 7.20. - Variazione del guadagno di corrente in funzione della corrente di collettore.

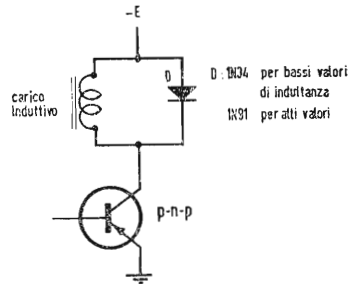



Fig. 7.21. - Diodo usato per la protezione del transistore di commutazione.

massima e quindi calcolare la minima corrente di base necessaria:

$$I^{B}{}_{b\,min} = \frac{I_{c\,max}}{h'_{21}}$$

Generalmente si fa in modo di avere a disposizione una $I^{B}{}_{b}$ uguale a circa due o tre volte $I^{B}{}_{b\,min}$ così calcolato, per tenere conto delle variazioni di h_{21} con la temperatura e l'invecchiamento.

Carichi induttivi provocano dei transienti molto pericolosi per il transistore. Essi possono essere evitati connettendo un diodo ai capi del carico induttivo, come indicato in fig. 7.21., per assorbire la sovratensione di apertura.

È evidente che il senso di connessione del diodo si inverte nel caso di un transistore n-p-n.

Un circuito di commutazione tipico è indicato nella fig. 7.22.

Si suppone che si debba controllare una corrente di 200 mA in un circuito a 25 V, vale a dire una potenza di 5W.

L'interrutore I di comando può essere costituito dai contatti di un relé sensibile, ovvero di un elemento termostatico, che non possono essere percorsi direttamente dalla corrente di 200 mA. Il cir-

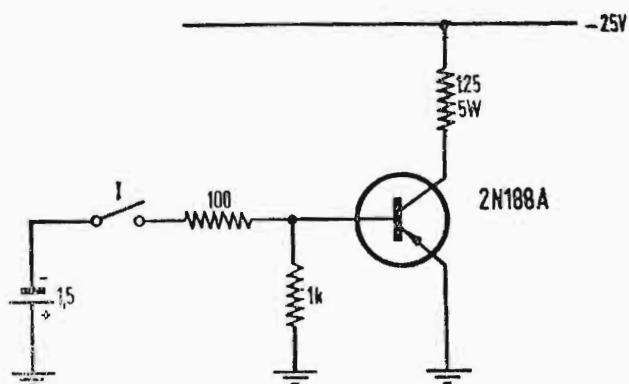



Fig. 7.22. - Interruttore transistorizzato per carico non induttivo.

cuito impiega un transistore del tipo 2N188A. Non esiste polarizzazione inversa nella posizione di " aperto ", ma la resistenza da 1 kΩ fra base ed emettitore riduce notevolmente la corrente di fuga in questa posizione.

I valori misurati delle differenti grandezze sono i seguenti:

I_c = 80 μA (interruttore aperto)

I_c = 0,2 A (interruttore chiuso)

I_I = 10 mA attraverso l'interruttore I

V_{c-e} = 0,19 V (interruttore chiuso)

V_{b-e} = 0,48 V » »

P_i = potenza d'ingresso = 15 mW

P_u = potenza d'uscita = 5 W

Anche il transistore di potenza 2 N 174 un tipo di produzione corrente, di cui è dato un esempio di applicazione come stadio finale in classe A nello schema n° 8 del Cap. X, si presta come transistore di commutazione. In condizioni ottime di montaggio (prevenzione da sovratenzioni e raffredamento) esso può erogare una potenza di circa 1 kW in un circuito a 80 V, effettuando la commutazione in un tempo dell'ordine della decina di microsecondi.

Potenze ancora maggiori possono essere commutate con transistori unigiunzione al silicio.

7.9. — Transistori in circuiti impulsivi.

Circuiti contatori, bistabili o multivibratori, per applicazioni in calcolatrici elettroniche, radar e televisione possono essere realizzati con transistori.

Tutti questi circuiti sono caratterizzati dalla presenza di una reazione positiva, che rende la forma d'onda all'uscita indipendente da

Fig. 7.23. - Multivibratore a transistori con forme d'onda idealizzate.

quella all'entrata, e accuratamente determinabile in sede di progetto.

Applicando per esempio la reazione positiva ad un circuito di commutazione, è possibile assicurarsi che il transistore attraversi la regione ad alta dissipazione rapidamente, anche se la tensione di controllo all'ingresso ha una variazione molto lenta.

Una varietà enorme di questi circuiti è stata sviluppata. Noi prenderemo qui in esame alcuni dei più significativi, rimandando per gli altri alla documentazione specializzata.

Il circuito di fig. 7.23. rappresenta la versione transistorizzata di un multivibratore classico, del tipo Eccles-Jordan.

Si tratta essenzialmente di un amplificatore convenzionale a due stadi, con l'uscita connessa all'entrata per avere la reazione positiva. Questo circuito oscilla spontaneamente producendo onde quadre sui collettori e denti di sega sulle basi. Non esistono elementi di stabilizzazione in quanto non risultano necessari quando il transistore funziona in due stati di " tutto " o " niente " solamente.

Essi possono venire previsti, se si vuole ottenere l'intercambiabilità dei transistori ovvero il funzionamento costante, entro un vasto campo di temperatura.

Per avere un innesco sicuro delle oscillazioni le resistenze di base devono fornire una corrente I_b di polarizzazione tale che la tensione di collettore non cada al disotto di 1 V, perchè l'amplificazione nella regione di saturazione è molto ridotta.

Con i valori indicati nel circuito la frequenza libera è assai bassa: circa 4 Hz.

Altri esempi sono riportati nel Cap. X.

Se i due stadi amplificatori sono accoppiati fra loro in corrente continua (cioè senza condensatore di accoppiamento), il circuito diventa bistabile: esso possiede cioè due stati di funzionamento ognuno dei quali può essere mantenuto indefinitamente (fig. 7.24.).

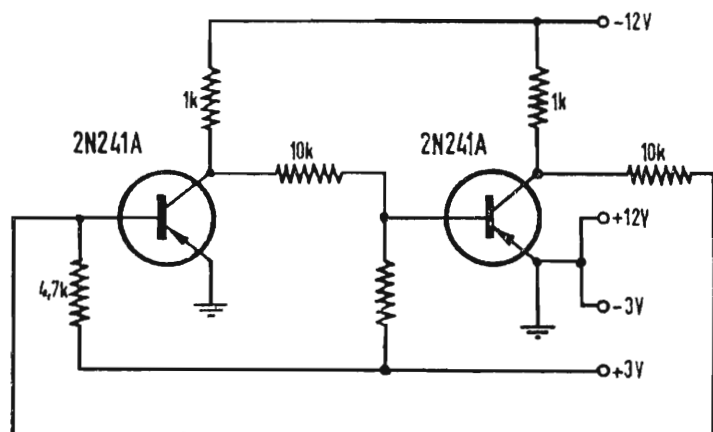



Fig. 7.24. - Circuito bistabile

In ciascuno dei due stati possibili uno dei transistori è in piena conduzione e l'altro è interdetto. La commutazione da uno stato all'altro può essere ottenuta mediante un impulso negativo sulla base del transistore interdetto ovvero positivo sulla base di quello in conduzione.

Una variazione semplificata di questo circuito è riportata in fig. 7.25. Per questo scopo esistono dei transistori speciali, quali il tipo General Electric 4JD1A68 al germanio, e 4JD4A3 al silicio.

Il funzionamento è facilmente comprensibile, riferendosi alla fig. 7.19. del paragrafo precedente. Se uno dei transistori è interdetto, l'altro si trova al punto *B*. Con una corrente di collettore di circa 2,9 mA, la tensione di collettore è inferiore a 100 mV. Questa tensione, applicata alla base del transistore supposto interdetto è insufficiente a far circolare una corrente di base apprezzabile, ed il transistore resta all'interdizione.

La tensione di base del transistore in conduzione è invece di

circa — 0,3 V usando transistori al germanio e di circa — 0,7 V usando transistori al silicio.

Il circuito usa in definitiva due transistori e due resistenze uguali.

Con correnti normali (2 ÷ 3 mA) il circuito con transistori al germanio è stabile fino a + 40°C e quello con transistori al silicio fino a + 125°C.

I circuiti bistabili, chiamati anche " flip-flop " sono gli elementi principali di determinati tipi di contatori, calcolatrici elettroniche, specialmente quando è usato il sistema binario di informazione.

In uno stadio amplificatore a transistore con base comune, le tensioni di collettore ed emettitore sono in fase fra loro, cosicchè una reazione fra collettore ed emettitore è positiva. È però evidentemente impossibile ottenere questa reazione positiva collegando direttamente fra loro collettore ed emettitore, a causa del disadattamento delle mpedenze e dei livelli di tensione.

Ma la fig. 7.26 mostra una soluzione possibile applicata al transistore Tr_1.

Il transistore Tr_2 può essere considerato uno stadio a collettore comune che riduce l'impedenza di collettore di Tr_1 senza sfasamenti al valore appropriato per comandare l'emettitore.

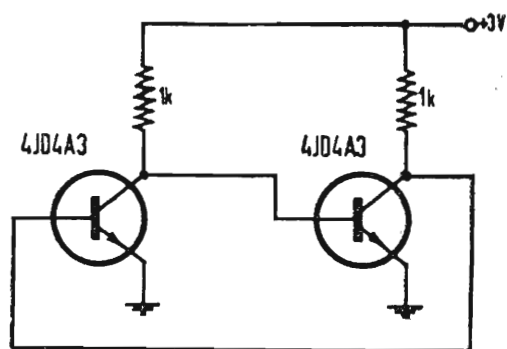



Fig. 7.25. - Circuito bistabile semplificato.

A seconda del circuito collegato alla base d'ingresso Tr_1 e della sua polarizzazione, questo circuito può funzionare come multivibratore ad oscillazione libera ovvero sincronizzata, oppure come flipflop.

Esso è la versione transistorizzata del multivibratore con tubi a vuoto ad accoppiamento catodico.

Una particolarità interessante è costituita dal fatto che il collettore di Tr_2 non partecipa al fenomeno della commutazione.

Questo è pertanto l'elettrodo più indicato per inserirvi una resistenza di carico per l'estrazione o l'utilizzazione del segnale, senza turbare in alcun modo il funzionamento.

Il circuito basilare di fig. 7.26. è suscettibile di moltissime variazioni, e vale la pena di esaminare un po' più in dettaglio il dimensionamento.

Riportiamo qui di seguito la traccia di un sistema rapido di calcolo proposto dalla General Electric.

Riferendoci sempre allo schema di fig. 7.26, assumiamo che le due posizioni di funzionamento corrispondono a una tensione zero

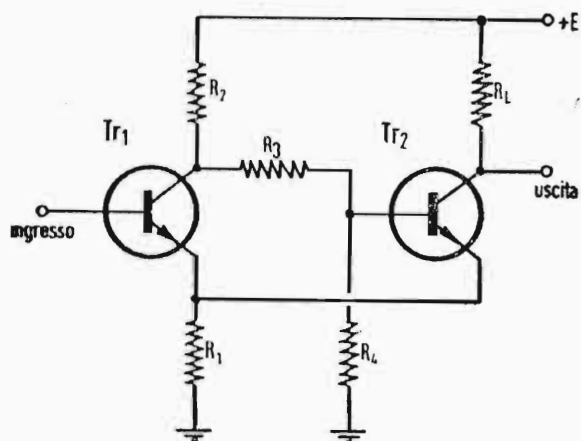



Fig. 7.26. - Schema di principio di un circuito a due condizioni di funzionamento con accoppiamento di emettitore.

(prima posizione) e una tensione circa uguale a E (seconda posizione) applicata al carico R_L. Con la scelta di E prossima alla tensione massima ammissibile per i due transistori, si può ritenere che nella seconda posizione $0{,}9 \cdot E$ volt possano essere applicati al carico e $0{,}1 \cdot E$ volt rimangano disponibili per il transistore Tr_2 ed R_1 senza che Tr_2 lavori nella zona di saturazione.

Il progetto si svolge come qui appresso indicato:

1) Si scelgono R_L ed E

2) Si calcola I_{c2} : $$I_{c2} \simeq \frac{0{,}9 \cdot E}{R_L}$$

3) Si determina il tipo di transistore (che sarà impiegato sia per Tr_1 che per Tr_2) in modo che sopporti la tensione E e la corrente I_{c2}. Se $I_{c2} < 10$ mA qualunque transistore *n-p-n* ovvero *p-n-p* può essere impiegato. Se $I_{c2} > 10$ mA è preferibile un transistore a " lega ".

4) Si sceglie $R_1 \approx \frac{1}{10} R_L$

5) Si sceglie $R_2 > R_L$, di regola $R_2 = 2R_L$.

6) Si calcola la tensione di base V_{b2} di Tr_2, che per piccoli transistori si può ritenere pari alla tensione di emettitore più 0,5 V.

$$V_{e2} \approx R_1 I_{c2}$$
$$V_{e2} \approx R_1 I_{c2} + 0{,}5$$

7) Si rileva l'amplificazione di corrente h'_{21} del transistore dalle caratteristiche, in corrispondenza di I_{c2}

8) Si calcola la corrente di base I_{b2} di Tr_2

$$I_{b2} = \frac{I_{c2}}{h'_{21}}$$

9) Si permetta, per una buona stabilizzazione con il variare della temperatura, che una corrente uguale a I_{b2} scorra in R_4; quindi

$$R_4 = \frac{V_{b2}}{I_{b2}} = \frac{(R_1 \, I_{c2} + 0{,}5)}{I_{c2}} \, h'_{21}$$

ovvero:

$$R_4 = \frac{R_L}{10} \, h'_{21} \quad \text{se } 0{,}5 \text{ è trascurabile}$$

di fronte a $R_1 \, I_{c2}$

10) Mentre Tr_1 è all'interdizione, R_2 ed R_3 in serie devono fornire la corrente che scorre in R_4 più la corrente di base per Tr_2 in conduzione, cioè, per le posizioni fatte una corrente $2I_{b2}$.

Approssimativamente possiamo scrivere (trascurando i 0,5 V fra base ed emettitore):

$$R_2 + R_3 = \frac{R_L \cdot h'_{21}}{2}$$

11) R_2 era già stato scelto, R_3 può essere determinato:

$$R_3 = \frac{R_L \cdot h'_{21}}{2} - R_2$$

12) Verificare che R_3 sia maggiore o al massimo uguale a R_4 per assicurare la stabilità quando Tr_2 è all'interdizione. Se questa condizione non è soddisfatta, si decresce il valore di R_2 e si ripete la procedura di calcolo dal numero 5).

13) Verificare che non sia mai superataa malissima dissipazione in Tr_1; la peggiore condizione è raggiunta quando, applicando un segnale lentamente variabile alla base di

Tr_1, la corrente di collettore di Tr_1 è tale che metà tensione di alimentazione è applicata a R_2 e metà a Tr_1.

Trascurando R_1 (a vantaggio della sicurezza) deve essere:

$$\frac{\left(\frac{1}{2} E\right)^2}{R_2} = \frac{E^2}{4R_2} < p_c$$

in cui p_c è la dissipazione massima ammissibile per Tr_1

Un circuito tipico, calcolato con il procedimento riportato, è quello di fig. 7.27, e la caratteristica di entrata quella di fig. 7.28.

A seconda dell'impedenza connessa all'ingresso, il circuito può essere un oscillatore a onda quadra, ovvero un multivibratore monostabile, ovvero un flip-flop.

Per ottenere delle oscillazioni libere, la retta rappresentante l'impedenza esterna connessa alla base di Tr_1 deve intersecare la caratteristica di entrata unicamente nella regione a resistenza negativa (II), come per esempio la retta A della fig. 7.28. — Si giunge per esempio al circuito di fig. 7.29. che genera onde quadre alla frequenza di circa 300 Hz. R_A e C determinano la frequenza di oscillazione.

Una resistenza esterna d'ingresso più bassa, come quella rappresentata dalla retta B sulla fig. 7.28. che interseca la caratteristica nella regione III solamente permette una sola condizione stabile di funzionamento del circuito, con Tr_1 sempre in conduzione.

Se un circuito simile a quello della fig. 7.30. è realizzato, un impulso negativo all'ingresso interdice Tr_1 per una durata dipendente

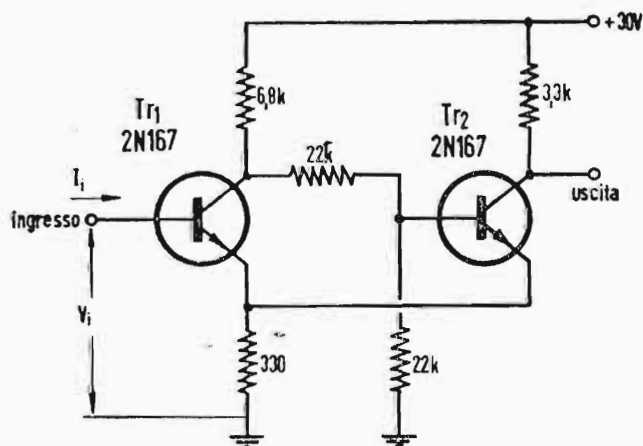



Fig. 7.27. - Schema reale di un circuito del tipo di fig. 7.26.

dalla costante di tempo $R_B \cdot C$, dopo di che il circuito ritorna nella condizione monostabile originaria.

Con i valori indicati sullo schema, il secondo stato è occupato per

circa 9 msec qualunque sia la durata dell'impulso di commutazione purchè maggiore di circa 10 μsec e minore di 9 msec.

Un circuito monostabile dello stesso tipo può essere realizzato anche con una resistenza B' di ingresso più alta che nel caso A: essa

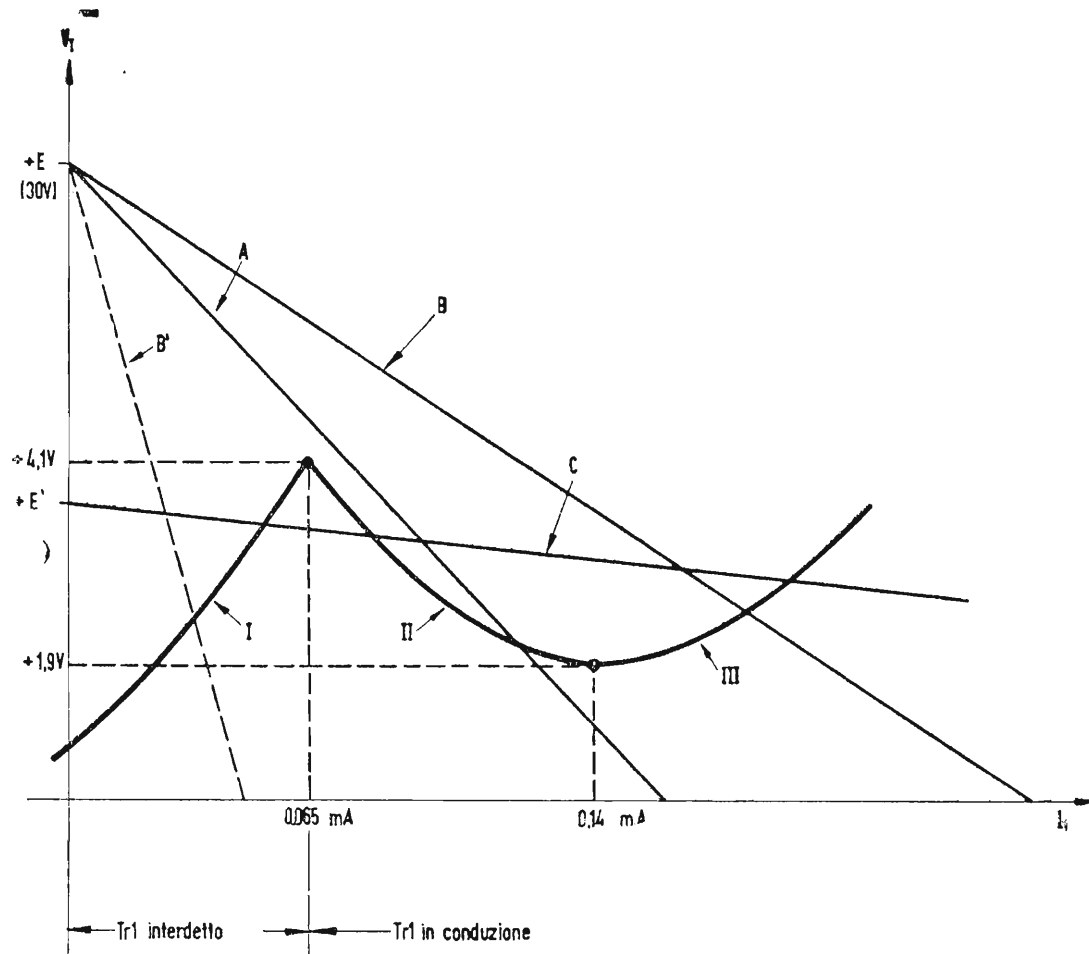



Fig. 7.28. - Caratteristica di ingresso orientativa del circuito di fig. 7.27.

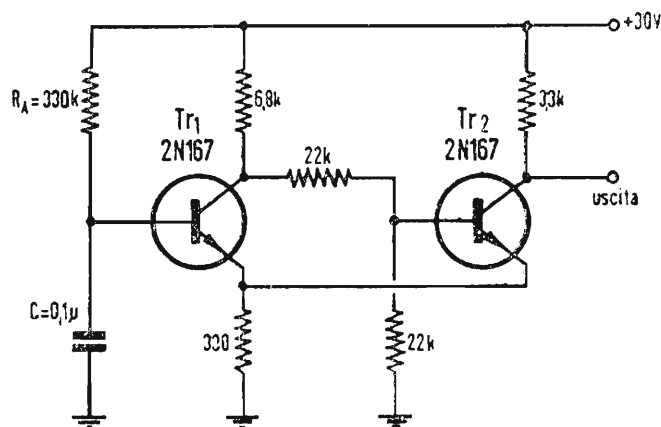



Fig. 7.29. - Generatore di onde quadre a 300 Hz

interseca la caratteristica nella regione I solamente, permettendo una sola condizione stabile, con Tr_1 sempre all'interdizione. Impulsi di commutazione positivi provocheranno il temporaneo cambiamento di stato come visto più sopra.

Se infine la resistenza d'ingresso è più bassa ancora che in tutti i casi precedenti, e ritornata ad una tensione intermedia fra la massima e la minima tensione corrispondenti alla regione II anzichè alla tensione E come nei casi precedenti, quale per esempio la resistenza C sulla fig. 7.28., si ottiene un circuito con due stati stabili di funzionamento. (flip-flop).

Un impulso positivo (fig. 7.31.) pone in conduzione Tr_1, il quale vi resta fino all'arrivo di un impulso negativo che lo riporta all'interdizione.

Gli impulsi possono avere qualunque spaziatura nel tempo: da pochi microsecondi fino ad un tempo lunghissimo qualsiasi.

La resistenza esterna R_c in questo schema è rappresentata da

$$R_c = \frac{R_5 R_6}{R_5 + R_6}$$

e la tensione alla quale è ritornata

$$E' = E \frac{R_5}{R_5 + R_6}$$

Il transistore unigiunzione, descritto nel capitolo I, presenta da solo una caratteristica di ingresso simile a quella della fig. 7.28.

È quindi possibile, con un transistore unigiunzione, realizzare circuiti ad oscillazione libera, ovvero monostabili o bistabili.

Un circuito ad oscillazione libera del tipo di fig. 7.29. può essere facilmente sincronizzato, per generare sub-armoniche (divisore di frequenza). Si iniettano sulla base di Tr_1 gli impulsi sincronizzanti, e si regola il rapporto di divisione, che è bene non superi 5 : 1, variando la costante di tempo $R_A \cdot C$.

7.10. — Amplificatori per corrente continua.

La corrente di fuga I_{co} in un transistore è, come abbiamo visto, molto ridotta.

Ma essa circola anche nella base, che generalmente è l'elettrodo di comando.

Questa corrente pertanto, che è altamente sensibile alla temperatura fa sì che non si possano ottenere buoni risultati dal transistore nell'amplificazione di piccole tensioni o correnti continue.

Tuttavia dei semiconduttori possono essere usati per modulare questi segnali.

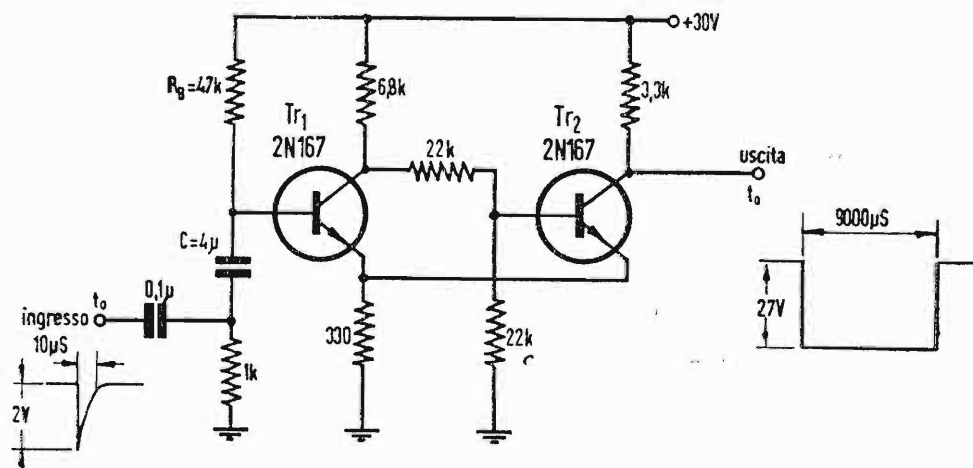



Fig. 7.30. - Circuito monostabile.

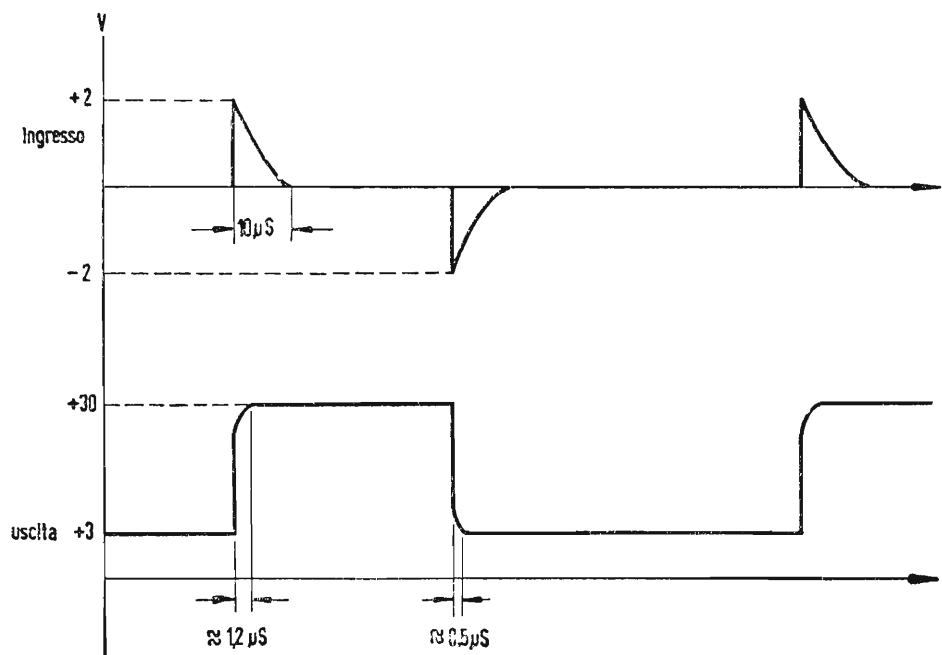
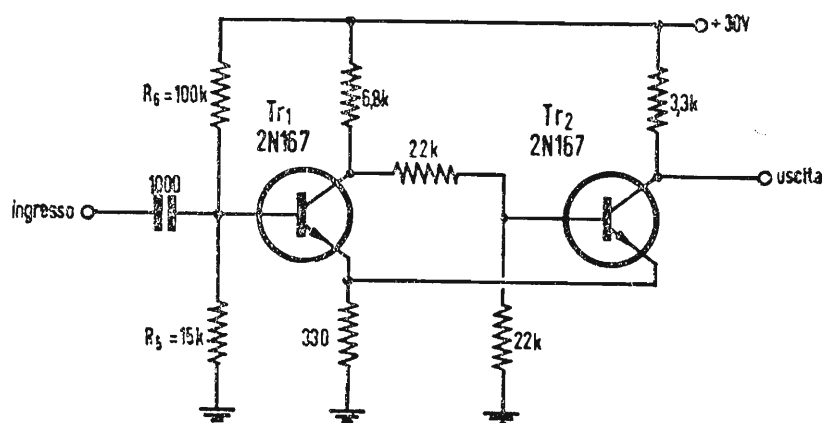



Fig. 7.31. - Circuito bistabile (flip-flop).

Il segnale che ne risulta può quindi essere amplificato da un amplificatore a transistori per correnti alternate, e la corrente continua può essere riottenuta dopo l'amplificazione raddrizzando l'uscita.

Se il raddrizzatore è anche sensibile alla fase, si può avere l'amplificazione della corrente continua di ambedue le polarità.

Un interruttore a transistore pilotato da un'onda quadra o sinu-

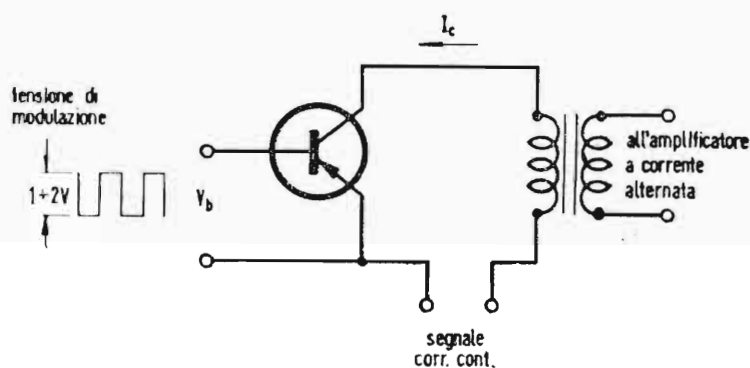



Fig. 7.32. - Interruttore a un transistore.

soidale di ampiezza sufficiente (fig. 7.32) può essere usato per modulare un segnale debole, che provenga da una sorgente a bassa impedenza quale per esempio una termocoppia.

In una bassa impedenza la piccola corrente di fuga I_{co} non genera

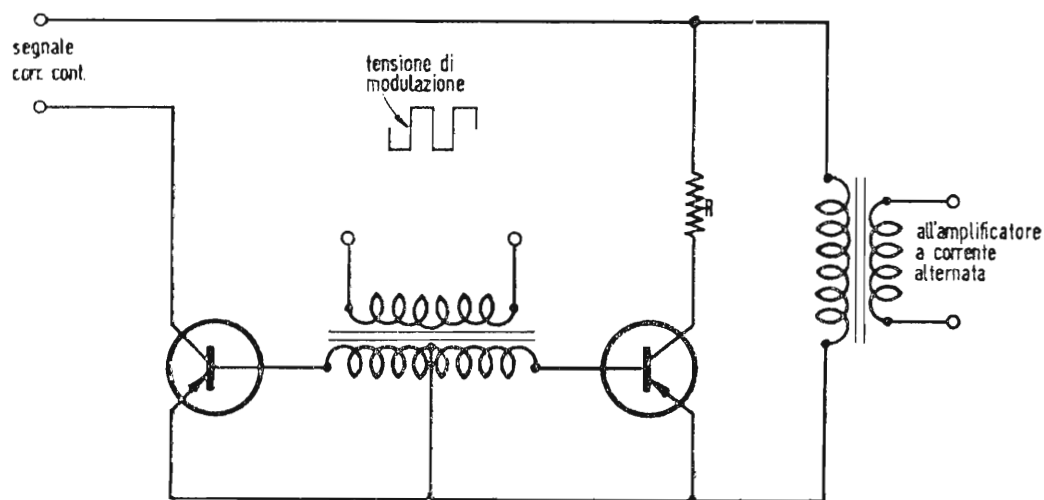



Fig. 7.33. - Interruttore a due transistori.

una tensione di errore troppo rilevante, e si possono ancora maneggiare segnali dell'ordine di 100 μV e meno.

Se l'impedenza della sorgente è più elevata, si può prevedere una compensazione mediante un secondo transistore, che provoca con la sua I_{co} in una resistenza R, di valore uguale all'impedenza

della sorgente, una caduta di tensione in opposizione a quella provocata nella sorgente dalla I_{so} del primo transistore (fig. 7.33.).

Il transistore non è un interruttore ideale ma, a causa della caduta di tensione V_{ce} ai suoi capi durante il periodo di conduzione e della

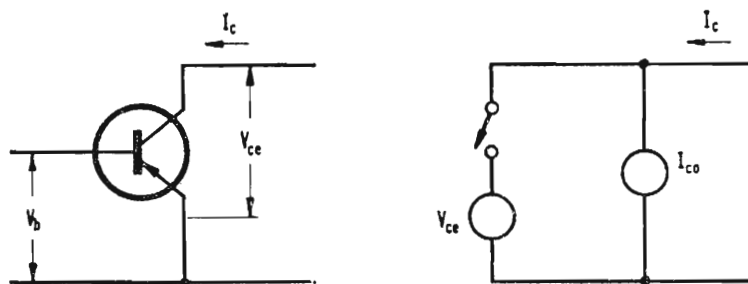



Fig. 7.34. - Circuito equivalente di un transistore usato come interruttore.

corrente di fuga I_{co} durante il periodo di interdizione, può essere considerato un interruttore ideale in serie con un generatore ideale di tensione V_{ce}, e in parallelo con un generatore ideale di corrente I_{co} (fig. 7.34).

Valori tipici possono essere $V_{ce} = 30$ mV e $I_{co} = 15$ μA.

Si trovò sperimentalmente, ed in seguito si verificò con la teoria, che se il collettore e l'emettitore sono scambiati fra di loro, si otten-

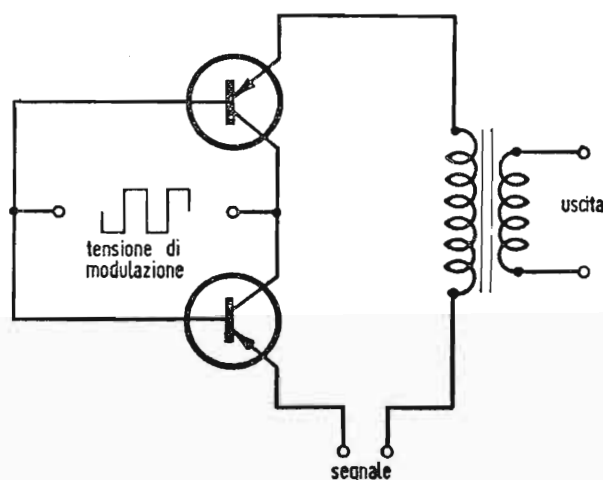



Fig. 7.35. - Interruttore a due transistori in opposizione, in connessione invertita per segnali di qualsiasi polarità.

gono valori notevolmente più bassi di queste grandezze, ed il transistore si approssima molto di più ad un interruttore ideale, a scapito soltanto del rendimento, nel senso che occorre un pilotaggio più energico usando base e collettore come circuito di comando.

Nella connessione invertita si può misurare per esempio, nel caso precedente: $V_{ce} = 1$ mV e $I_{co} = 1\mu$A.

Resta ancora il fatto che il transistore, sia nella connessione normale che in quella invertita, conduce indipendentemente dalla pola-

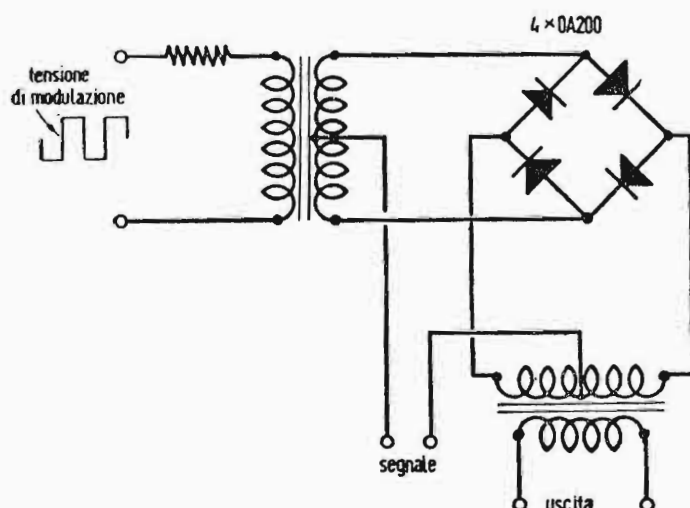



Fig. 7.36. - Modulatore ad anello con diodi al silicio.

rità applicata fra collettore ed emettitore, ma blocca soltanto se la base è più positiva (per transistori *p-n-p*) ovvero più negativa (per transistori *n-p-n*) di entrambi il collettore e l'emettitore.

Per maneggiare segnali che possono avere qualsiasi polarità occorre dunque riunire due transistori in opposizione.

Si giunge quindi allo schema di fig. 7.35. Quando le basi sono negative, i transistori possono condurre in entrambe le direzioni e il segnale senza riguardo alla sua polarità è applicato al primario del trasformatore di uscita; quando le basi sono positive, il transistore il cui emettitore è negativo blocca il segnale.

Un'applicazione di questo tipo di interruttore si trova nello schema n° 40 del Cap. X, dove è riportato lo schema di un amplificatore per corrente continua con modulatore e demodulatore a transistori.

Se la sorgente del segnale possiede un'impedenza molto elevata (ad esempio una camera di ionizzazione) si può ricorrere per la modulazione ai diodi al Silicio (fig. 7.36.)

La corrente inversa dei diodi al Silicio è estremamente ridotta: il valore teorico è prossimo a 10^{-14} A.

In pratica si può ottenere un valore di 0,001 μA per la corrente inversa in un modulatore di questo tipo.

I demodulatori all'uscita dell'amplificatore a corrente alternata fanno uso in generale degli stessi circuiti indicati per i modulatori:

il problema delle correnti di fuga e delle cadute di tensione non ha più importanza perchè il livello dei segnali in gioco è molto grande, ed occorre piuttosto assicurarsi che i limiti massimi di tensione e corrente per i diodi e i transistori non siano sorpassati.

I vantaggi dei modulatori con semiconduttori nei confronti di quelli meccanici sono numerosi:

— non esistono parti in movimento, e la manutenzione è enormemente più ridotta.

— il limite superiore della frequenza di interruzione è molto elevato e può arrivare al centinaio di kHz, senza sfasamenti notevoli fra il segnale di uscita e l'eccitazione.

Ciò permette di realizzare amplificatori per corrente continua a banda molto larga senza eccessive complicazioni.

— la potenza di eccitazione è molto ridotta.

Rimane al modulatore meccanico a vibratore il vantaggio di una migliore stabilità per ciò che riguarda la temperatura.

Un vibratore di questo tipo è quindi l'unica soluzione quando si debbano amplificare con sicurezza segnali di alcuni μV.

CAPITOLO VIII

ALIMENTATORI

8.1. — Alimentatori per carico costante.

Le figure 8.1, 8.2 e 8,3 riportano lo schema di alimentatori a basso ronzio ed elevata sicurezza di funzionamento, adatti però solo

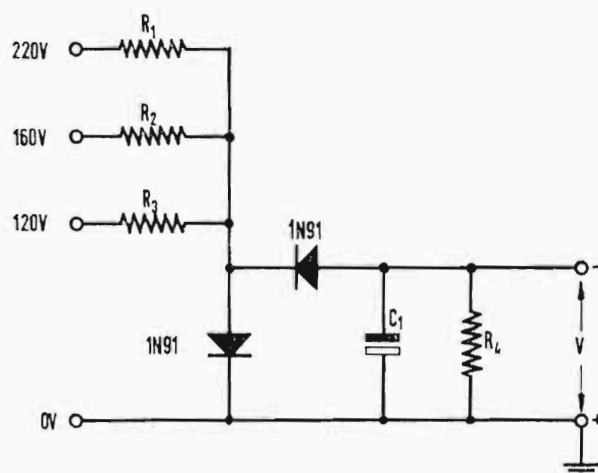



Fig. 8.1. - Alimentatore di piccola potenza.

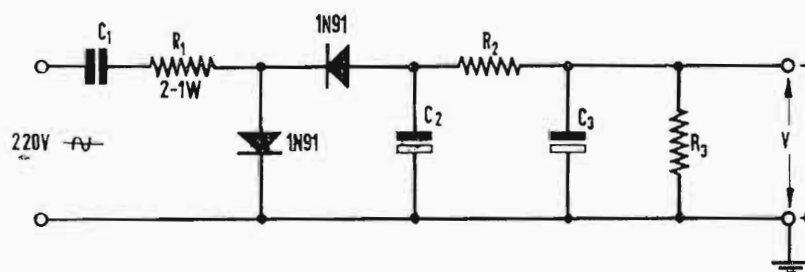



Fig. 8.2. - Alimentatore di uso generale.

in quei casi in cui la richiesta di corrente è sensibilmente costante.

Lo schema di fig. 8.1. può essere adattato a tensioni e correnti di uscita un po' diverse variando il valore di R_4. Il residuo alternativo non supera il 0,1% per correnti assorbite non maggiori di 2 mA.

Nell'alimentatore di fig. 8.2. la tensione di rete è abbassata per

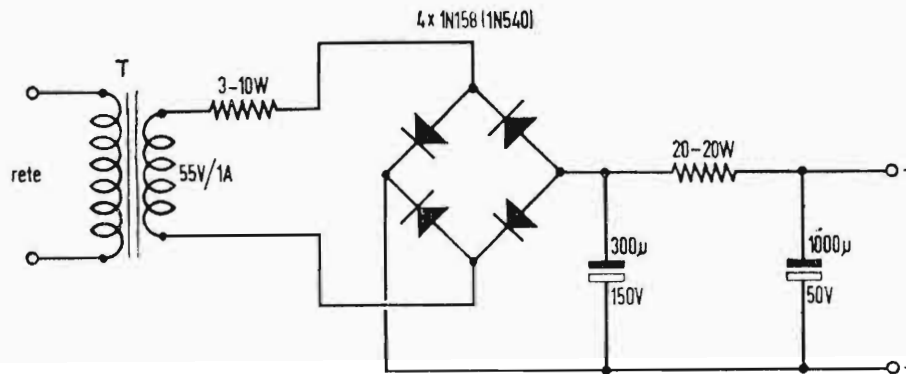



Fig. 8.3. - Alimentatore per amplificatori di potenza in classe A.

caduta di tensione reattiva attraverso un condensatore della capacità di alcuni microfarad. Mediante R_3 si può regolare la tensione di uscita al valore voluto, per un determinato carico. La componente alternativa all'uscita non supera il 0,5%.

Il tipo a trasformatore della fig. 8.3. è adatto per correnti di uscita notevoli: la sua regolazione al variare del carico è migliore che nei casi precedenti, A pieno carico (1A) il residuo alternativo è di circa l'1%.

Sotto il punto di vista della regolazione e del ronzio, la resistenza di filtraggio può essere vantaggiosamente sostituita da un induttore.

8.2. — Alimentatori con batteria tampone.

Abbastanza usati sono gli alimentatori con batterie in tampone. Sono oggi reperibili infatti piccoli accumulatori a tenuta stagna ovvero a elettrolita immobilizzato, come quelli al Cadmio-Nickel, al Cromo-Nickel, e gli accumulatori a secco " Deac " di costruzione germanica.

Questa è la soluzione migliore per piccoli ricevitori che debbano poter funzionare indifferentemente collegati alla rete, ovvero in maniera autonoma.

Pure in apparecchiature di allarme o di sicurezza troveranno utile impiego questi alimentatori, sia perchè essi forniscono la tensione per un certo tempo anche in caso di interruzione della rete, sia perchè gli accumulatori sono di funzionamento più sicuro dei condensatori elettrolitici di filtraggio.

La fig. 8.4. riporta la schema di un alimentatore di questo tipo, consigliato dalla Philips. Come batteria tampone sono usati 17 elementi al Cadmio-Nickel in serie.

La resistenza R_1 è da dimensionare in modo che nel caso della erogazione minima dell'alimentatore non sia superata la massima corrente ammissibile di carica dell'accumulatore.

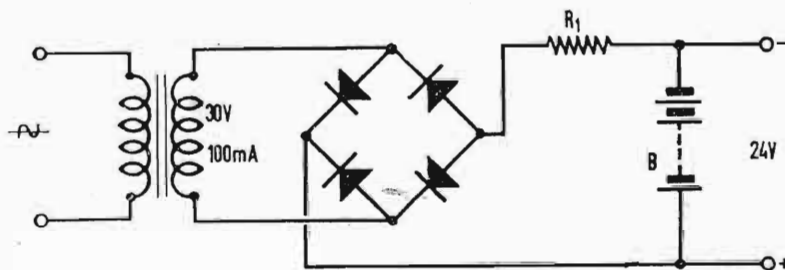



Fig. 8.4. - Alimentatore con batteria in tampone.

La corrente massima che l'alimentatore può fornire è quella che permette ancora di lasciar disponibile all'accumulatore una piccola corrente di carica.

Quando queste condizioni sono rispettate si può ottenere una tensione di uscita molto costante che è compresa fra 1,41 e 1,45 V per elemento al variare del carico.

8.3. — Alimentatori con filtraggio elettronico.

Negli alimentatori destinati a fornire correnti rilevanti, l'induttore di filtro rappresenta il componente più ingombrante e costoso. Non si possono infatti tollerare cadute ohmiche di tensione troppo grandi, date le basse tensioni di uscita e, d'altro canto, per un buon filtraggio sono richiesti valori induttivi molto elevati.

In questo caso una soluzione economica consiste nell'effettuare il filtraggio elettronicamente, impiegando ad esempio dei transistori.

Se esaminiamo le caratteristiche di uscita di un transistore montato con emettitore comune, vediamo che, a somiglianza di quanto avviene in un pentodo, la corrente di collettore è praticamente indipendente dalla tensione di collettore, purchè questa superi un certo valore minimo.

La corrente di emettitore è dunque unicamente determinata dalla debole corrente, ovvero tensione applicata sulla base.

Se pertanto alimentiamo un transistore applicando una tensione anche non filtrata al collettore, ma curando di alimentare la base con tensione ben filtrata, otteniamo sull'emettitore una corrente che non è più affetta dal ronzio presente sul collettore.

Lo schema di fig. 8.5. impiega questo principio. Il transistore di

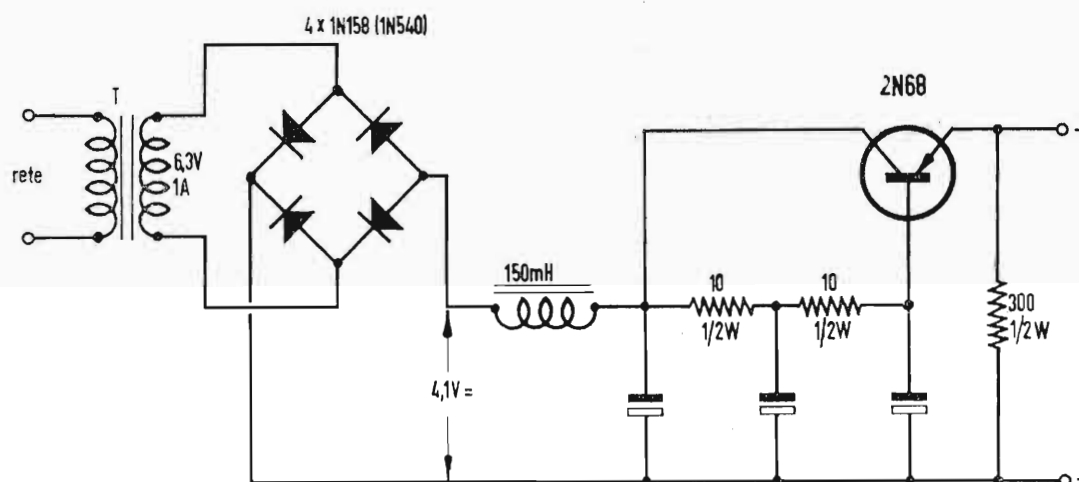



Fig. 8.5. - Alimentatore a filtraggio elettronico.

potenza 2N68 (analogo al tipo europeo OC 16) funziona come uno stadio a collettore comune.

Il carico costituisce la resistenza di emettitore. L'induttore molto ridotto di 0,15 H provvede ad un primo livellamento ed alla limitazione delle punte di corrente a cui sono sottoposti i quattro raddrizzatori.

Una tensione convenientemente abbassata e molto bene filtrata è applicata alla base. Con una corrente nel carico di 1 A il ronzio, che all'uscita dell'induttore ammonta a circa 180 mV, è ridotto ai capi del carico a circa 5 mV.

Il filtraggio mediante un transistore trasferisce cioè il problema del filtraggio di tutta la corrente di uscita al filtraggio della piccola corrente di base.

8.4. — Alimentatori stabilizzati.

Nel caso della regolazione in serie, la più semplice forma di alimentatore stabilizzato in tensione è il transistore nel montaggio a collettore comune. Il carico, come nel circuito di fig. 8.5., è inserito in serie all'emettitore, e la base è alimentata a tensione costante a

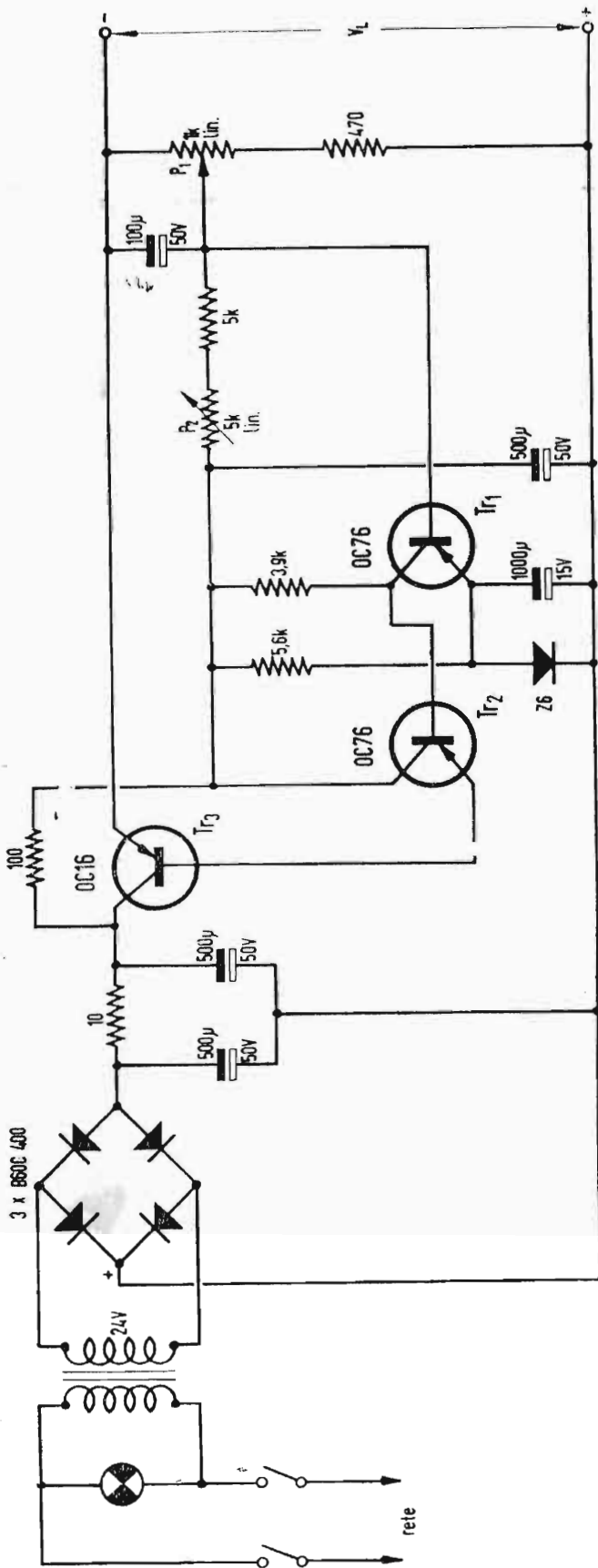



Fig. 8.6. - Alimentatore stabilizzato tipo « A ».

mezzo di una sorgente di referenza a resistenza interna più bassa possibile.

Al variare del carico, la corrente di emettitore varia automaticamente in modo da mantenere all'incirca lo stesso voltaggio della base.

La sorgente o batteria di referenza deve fornire la corrente di base.

L'impedenza di uscita di un alimentatore di questo tipo è approssimativamente pari a:

$$Z_u \simeq \frac{R_b}{h'_{21} + 1}$$

in cui R_b rappresenta tutta la resistenza nel circuito di base (resistenza interna del transistore, più la resistenza della sorgente di referenza) e h'_{21} è l'amplificazione di corrente del transistore nella connessione a emettitore comune.

È possibile però ottenere una stabilizzazione molto più elevata, ciò che equivale a dire un'impedenza di uscita molto più bassa, facendo uso di una controreazione in corrente continua applicata attraverso un amplificatore a inversione di fase collegato fra l'uscita e la base del transistore di controllo. L'impedenza di uscita è ridotta di un fattore pari al guadagno in tensione dell'amplificatore.

Lo schema di fig. 8.6. rappresenta un alimentatore stabilizzato che utilizza questo principio. L'amplificatore in corrente continua consiste in un singolo stadio Tr_1 a emettitore comune, equipaggiato di un transistore OC 76.

L'emettitore è portato alla tensione di referenza.

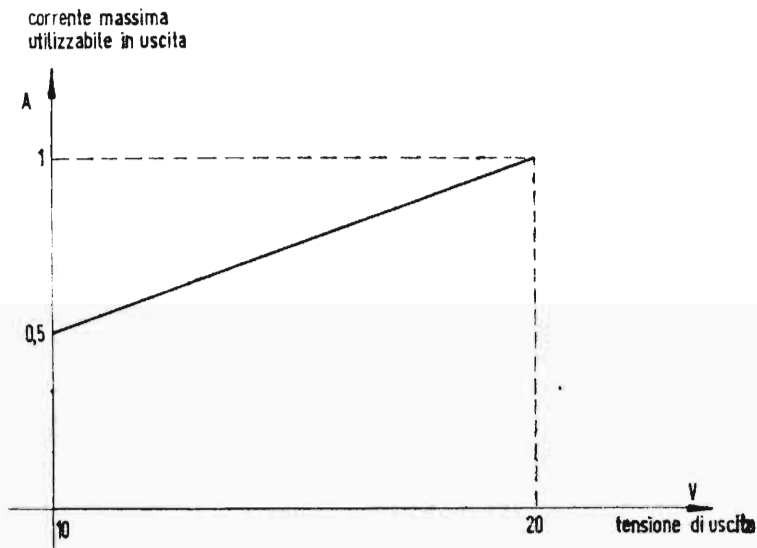



Fig. 8.7. - Carico ammissibile dell'alimentatore tipo « A ».

Come sorgente di referenza è possibile usare una piccola batteria a secco, ovvero un accumulatore. Essa non è chiamata ad erogare corrente, anzi è percorsa da una corrente (la corrente di emettitore dello stadio amplificatore, circa 4 mA) in senso inverso a quella che sarebbe la sua corrente di scarica. È sufficiente quindi prevedere una pila di opportuna bassa resistenza interna, o un accumulatore, che possa sopportare con continuità la corrente di carica. La bassa resistenza interna della sorgente e necessaria affinchè la corrente dello stadio non provochi una apprezzabile caduta di tensione che si somma alla tensione di referenza.

Un diodo al Silicio può essere utilizzato come sorgente di tensione di referenza quando è fatto lavorare nella zona di saturazione della sua caratteristica inversa. In generale la corrente inversa in un diodo è molto ridotta e, come già abbiamo visto, praticamente indipendente dalla tensione inversa applicata. Quando questa raggiunge un determinato valore (in inglese: breakdown voltage), la corrente inversa cresce improvvisamente a valori molto grandi e, in un diodo normale, segue immediatamente la distruzione del cristallo per sovrariscaldamento.

Speciali diodi al Silicio, denominati diodi a effetto Zener, sono invece costruiti per lavorare proprio nella zona in cui la corrente inversa cresce bruscamente.

La loro caratteristica mostra una netta flessione quasi parallela all'asse delle correnti in corrispondenza ed una certa tensione inversa (tensione Zener). Ciò significa che quando si raggiunge la tensione Zener, questa tensione è mantenuta praticamente costante entro un grande intervallo di correnti. Il limite superiore di corrente è determinato dalla dissipazione ammissibile nel diodo.

Ci troviamo di fronte ad un dispositivo che ha le caratteristiche di un tubo stabilizzatore a gas, il quale ha appunto la proprietà di mantenere una tensione costante ai suoi capi, una volta innescato, qualunque sia la corrente circolante.

Nel Germanio non può essere utilizzato l'effetto Zener perchè la flessione della caratteristica inversa non è altrettanto brusca e parallela all'asse delle correnti.

In diodi al Silicio non previsti a questo scopo la tensione Zener è dell'ordine di centinaia di volt, e quando è raggiunta, il diodo si distrugge inevitabilmente per eccesso di dissipazione.

In un diodo stabilizzatore al Silicio la tensione Zener è generalmente compresa fra 4 e 30 V. Essa è determinata dal tipo di Silicio usato nella costruzione.

Questa tensione è influenzata dalla temperatura ambiente. Il coefficiente di temperatura è costante per un determinato diodo. Per i diodi a tensione più elevata (fra 10 e 30 V) varia in genere fra 0,06 e 0,1% per grado °C, ed è positivo. È circa nullo per tensioni dell'ordine di 5 V e diviene negativo per tensioni inferiori. Più diffusi sono pertanto i diodi stabilizzatori con tensioni comprese fra 5 e 8 V.

Diodi Zener sono costruiti per differenti potenze dissipate, cioè correnti massime ammissibili. I tipi miniatura e subminiatura ammettono in genere correnti massime comprese fra 10 e 100 mA, i tipi di potenza lavorano fino a qualche ampere.

Come stabilizzatori di tensione essi sono impiegati analogamente ad un tubo a gas. Sono cioè collegati ad una sorgente non stabilizzata di tensione superiore alla tensione Zener attraverso una resistenza di caduta.

Questa è dimensionata in modo da far scorrere nel diodo, in condizioni medie sia del carico applicato sulla tensione stabilizzata, sia della tensione di alimentazione, una corrente pari a circa la metà della corrente massima ammissibile. Se le variazioni previste del carico e della tensione di alimentazione non sono molto grandi (com'è appunto il caso negli alimentatori di fig. 8.6. e 8.8.) è preferibile lavorare con correnti ridotte a $^1/_4$ o $^1/_8$ della corrente massima.

Il parametro più importante di un diodo stabilizzatore è la sua resistenza dinamica. La resistenza dinamica è il rapporto fra una variazione della tensione stabilizzata e la piccola variazione di corrente che l'ha provocata.

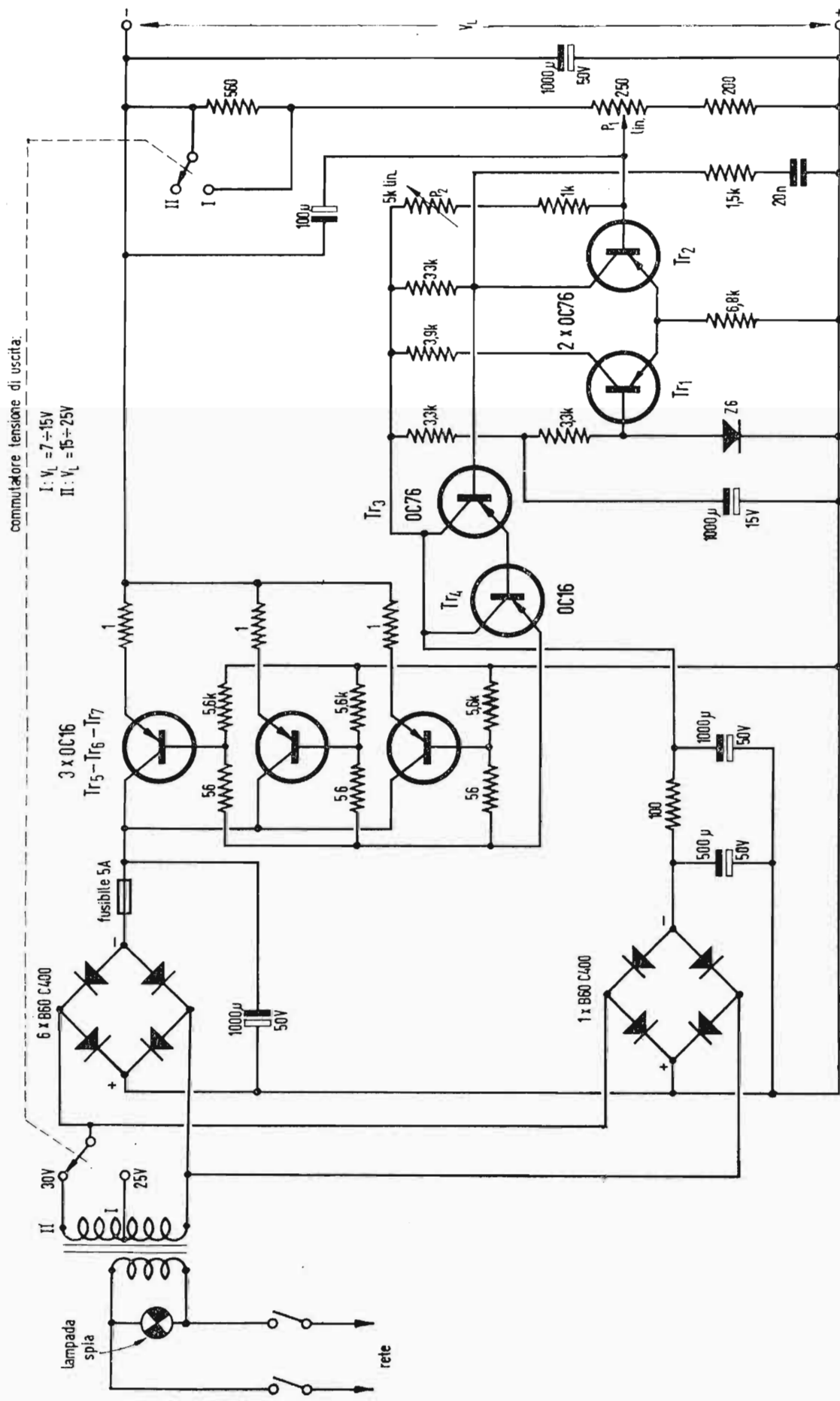



Fig. 8.8. - Alimentatore stabilizzato tipo « B ».

Anche la resistenza dinamica è minima (cioè la stabilizzazione è migliore) in vicinanza a $5 \div 8$ V, ed è dell'ordine di 10 Ω per i tipi subminiatura e miniatura, e 0,5 Ω per i tipi di potenza.

A tensioni superiori essa cresce approssimativamente con il quadrato della tensione Zener.

In definitiva per una buona stabilizzazione si ha sempre la convenienza di usare diodi con tensioni comprese fra 5 e 8 V, impiegandone un certo numero in serie per tensioni più elevate.

Riprendendo l'esame del circuito di fig. 8.6., osserviamo che il diodo stabilizzatore, usato come sorgente della tensione di referenza, è un tipo miniatura Intermetall Z 6. La tensione stabilizzata è di circa 6 V (essa varia di qualche decimo di volt fra un modello e l'altro di un medesimo tipo.) Il diodo è alimentato attraverso una resistenza di 5,6 kΩ, in quanto la corrente di emettitore dello stadio amplificatore non è sufficiente a portarlo nelle migliore zona di lavoro. Il condensatore elettrolitico da 1.000 μF/10 V in parallelo sul diodo migliora notevolmente il filtraggio della componente alternativa: a 100 Hz esso presenta una reattanza di circa 1,5 Ω, la quale si trova in parallelo sulla resistenza dinamica rappresentata dal diodo, che è dell'ordine di 10 Ω.

Lo stadio di controllo Tr_3 è costituito da un transistore di potenza OC 16. Per ottenere un guadagno elevato dallo stadio amplificatore, e per tenere bassa la resistenza di base di quest'ultimo, è necessario effettuare un adattamento di impedenza fra amplificatore e transistore di controllo. Ciò è ottenuto a mezzo di uno stadio Tr_2 a collettore comune, utilizzante un transistore OC 76.

Il raddrizzatore è costituito da tre ponti B 60 C 400 Siemens collegati in parallelo, e capaci di fornire una corrente massima di 1,2 A.

La tensione di uscita V_L è data da:

$$V_L = K\,(V_{ref} + V_{be\,(T1)})$$

in cui: K è determinato dalla posizione del cursore di P_1 (rapporto fra la resistenza totale di $P_1 + 470\,\Omega$ e la resistenza compresa fra il cursore ed il polo positivo dell'uscita); V_{ref} è la tensione stabilizzata dal diodo $\simeq 6$ V $V_{be\,(T1)}$ è la tensione esistente fra base ed emettitore di Tr_1.

La variazione di $V_{be\,(T1)}$ al variare della tensione di collettore (a causa di variazioni di carico e della tensione di rete) è trascurabile. $V_{be\,(T1)}$ varia però con la temperatura di circa — 2 mV/°C.

La tensione di referenza (tensione Zener del diodo Z6) varia

pure con la temperatura ma con coefficiente positivo di circa + 1,5 mV/°C.

Una parziale cancellazione ha quindi luogo fra transistore Tr_1 e diodo stabilizzatore.

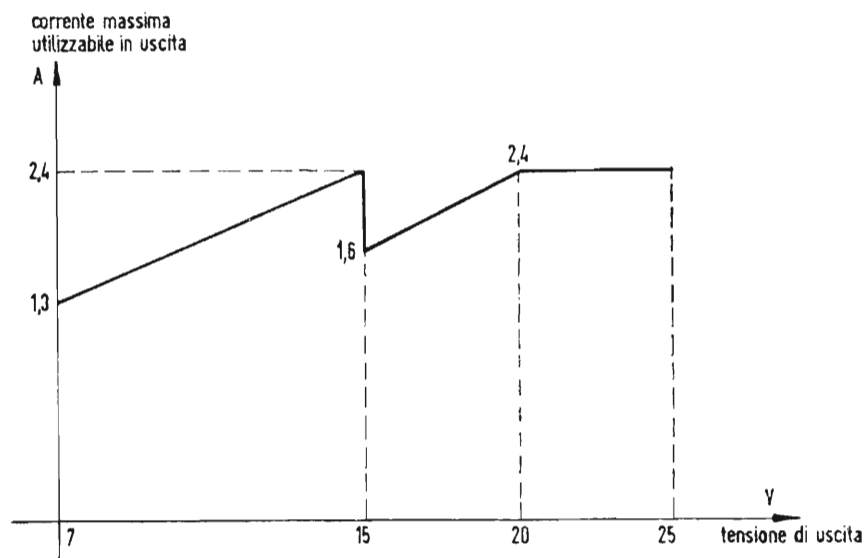



Fig. 8.9. - Carico ammissibile dell'alimentatore tipo « B ».

La variazione con la temperatura degli altri potenziali fra base ed emettitore di Tr_2 e Tr_3 causano solo trascurabili variazioni di V_L grazie alla controreazione del circuito.

Il potenziometro P_2 di 5 kΩ è regolato per ottenere la migliore compensazione delle variazioni della tensione di rete.

Le caratteristiche dell'alimentatore di fig. 8.6. sono le seguenti:

— Tensione di uscita: variabile con continuità a mezzo di P_1 da 10 a 20 V (Il polo positivo o negativo a scelta possono essere collegati a terra).

— Corrente di uscita: da zero a 1 A (vedi fig. 8.7.) La corrente massima è minore per basse tensioni di uscita perchè in queste condizioni si ha una più alta caduta di tensione fra collettore ed emettitore di Tr_3.

— Regolazione: ifluttuazioni della rete fra —20% e + 20% provocano una variazcne della tensione di uscita non superiore al 0,1%

— Ronzio: compreso fra 1 e 3 mV, fra vuoto e pieno carico.

— Resistenza di uscita: circa 25 mΩ. Fra vuoto e pieno carico di 1 A, la variazione di tensione è di soli 25 mV.

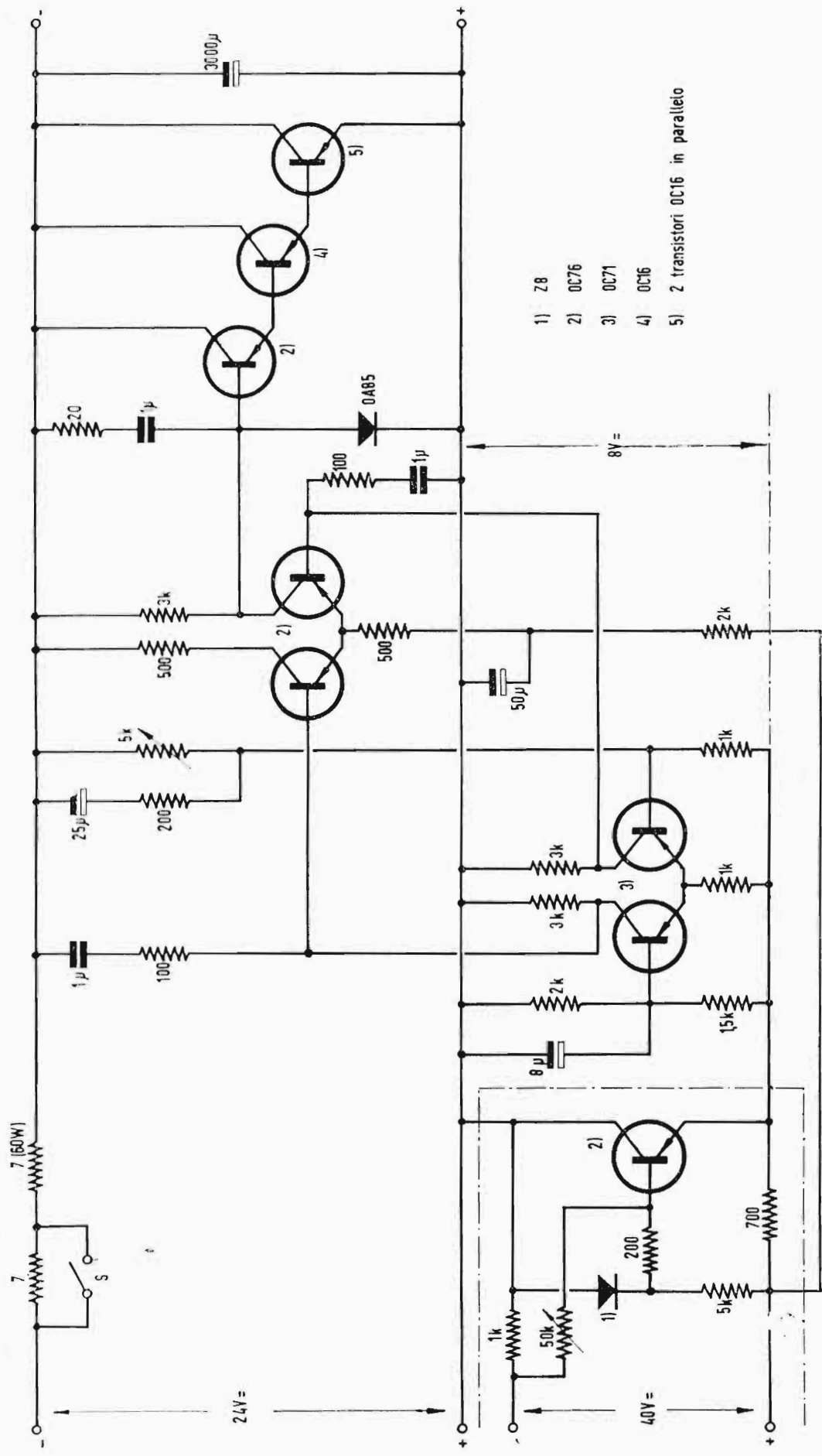



Fig. 8.10. - Alimentatore a stabilizzazione in parallelo.

La fig. 8.8. riporta lo schema di un alimentatore simile per un campo maggiore di correnti e tensioni di uscita.

La dissipazione massima ammissibile nei transistori di controllo Tr_5 - Tr_6 - Tr_7 impone un limite alla tensione che può essere fatta cadere ai capi di essi. Un commutatore è quindi previsto sul secondario del trasformatore di alimentazione, monocomandato con un commutatore nel circuiro del potenziometro P_1, per suddividere la gamma delle tensioni di uscita.

Un amplificatore differenziale Tr_1 - Tr_2 è previsto al posto del singolo stadio dello schema precedente. Esso rende la tensione di uscita meno dipendente dalla resistenza dinamica della sorgente di referenza, la quale non è più percorsa dalla forte corrente variabile di emettitore, ma solo dalla debole corrente variabile di base di uno dei transistori dello stadio differenziale.

La tensione di uscita è ora data da:

$$V_L = K\,(V_{ref} — V_{be\,(T_1)} + V_{be\,(T_2)})$$

I transistori Tr_3 e Tr_4 funzionano da adattatori di impedenza. Tutto il sistema amplificatore è alimentato da un raddrizzatore separato per migliorare la stabilizzazione.

I tre transistori di controllo Tr_5, Tr_6, Tr_7 sono montati su una piastra di rame dello spessore di 4 mm e della superficie di circa 100 cm^2, raffreddata ad aria forzata a mezzo di un piccolo ventilatore.

Le caratteristiche dell'alimentatore di fig. 8.8. sono queste:

— Tensione di uscita: variabile con continuità da 7 a 25 V, in due gamme.

— Corrente di uscita: da zero a 2,4 A (vedi fig. 8.9.).

— Regolazione: $\pm$ 20% nella tensione di rete provocano una variazione della tensione di uscita inferiore a 0,1%

— Ronzio: fra 0,3 e 1,5 mV, a seconda del carico.

— Resistenza di uscita: circa 20 mΩ.

La fig. 8.10. rappresenta un alimentatore stabilizzato ancora più elaborato. Esso è del tipo a regolazione di tensione in parallelo. La tensione di referenza è ottenuta da un raddrizzatore separato (non indicato in figura) che fornisce 40 V con qualche decina di milliampere, e fa uso di un diodo Zener Intermetall Z 8, in un montaggio a compensazione della temperatura (indicato in figura da una linea

tratteggiata.) L'alimentatore di fig. 8.10. può sopportate senza danno anche a lungo un corto circuito sull'uscita.

Le sue specificazioni sono le seguenti:

— Tensione di uscita: variabile con continuità da 1 a 16 V

— Corrente di uscita: 2,5 A a 1 V
1,7 A a 10 V
1 A a 14 V

— Regolazione: variazioni della tensione di rete del ± 20 % provocano variazioni della tensione di uscita inferiori al 0,2 %

— Ronzio: circa 1 mV

— Resistenza di uscita: circa 1 mΩ.

CAPITOLO IX

ALTRI DISPOSITIVI SEMICONDUTTORI

9.1. — Transistore a punte.

Può venire considerato come un transistore a giunzione dotato di una geometria speciale che ne modifica profondamente il comportamento elettrico.

Esso è stato in effetti il primo transistore scoperto e realizzato su scala industriale; il perfezionamento continuo del transistore a giunzione ne limita ora grandemente l'uso.

Sia per questo fatto e sia perchè la teoria del transistore a giun-

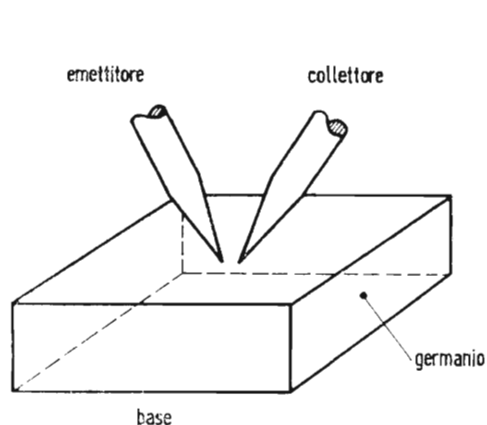



Fig. 9.1. - Transistore a punte.

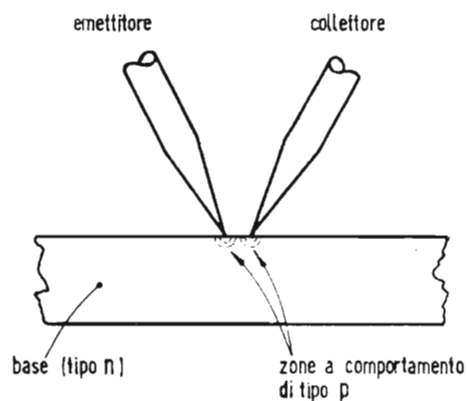



Fig. 9.2. - Formazione delle zone di tipo *p*.

zione è al momento attuale ben chiara mentre altrettanto non può dirsi quella del transistore a punte, in questo manuale si è specialmente accentuata l'importanza del tipo a giunzione.

Occorre però riconoscere che il transistore a punte possiede certe caratteristiche particolari, ad esempio $\alpha > 1$, e ci si può attendere

che il suo uso in un limitato numero di casi continui anche nel futuro.

La sua struttura schematizzata in fig. 9.1. è costituita da un frammento tagliato da un cristallo di Germanio, usualmente di tipo *n*, su cui appoggiano due elettrodi puntiformi di tungsteno, molto ravvicinati.

Per ottenere il funzionamento come transistore, si è trovato necessario " formare " il transistore stesso, facendo passare in fase di costruzione, una certa corrente fra gli elettrodi di tungsteno.

Questo trattamento provoca la nascita di una ristretta regione *p* sotto ciascuna delle due punte di contatto. (fig. 9.2.).

L'insieme viene a costituire un sistema *p-n-p*, di cui le due punte costituiscono rispettivamente l'emettitore ed il collettore, ed il cristallo principale la base.

Le caratteristiche sono molto simili a quelle di un transistore *p-n-p* a giunzione, salvo alcune eccezioni di importanza fondamentale: *a*) la corrente di collettore a corrente zero di emettitore è considerevolmente maggiore che nel caso del transistore a giunzione;

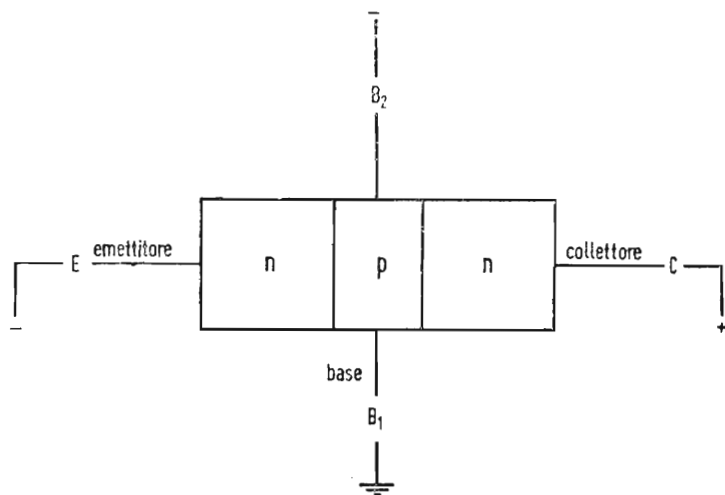



Fig. 9.3. - Tetrodo a giunzione.

b) le curve tensione-corrente hanno una pendenza più forte, ciò che corrisponde ad una più piccola resistenza di uscita; *c*) l'amplificazione di corrente α è compresa fra 1 e 5.

Una semplice spiegazione per questo effetto moltiplicatore non esiste: si può pensare che la più alta concentrazione in piccole aree dei portatori di cariche ed i gradienti di tensione più elevati in prossimità delle punte di tungsteno rendano inapplicabile la normale teoria della giunzione.

La tabella 9.1. a pag. 138 riporta dei valori tipici per i parametri di un transistore a giunzione ed uno a punte paragonabili come applicazioni.

La caratteristica $\alpha > 1$ significa che il transistore a punte può apparire fra due suoi terminali come una resistenza negativa.

Ciò può essere un vantaggio, quando si voglia ad esempio realizzare un oscillatore sinosoidale molto semplice, ovvero uno svantaggio, come nel progetto di amplificatori stabili.

Per quanto riguarda le frequenze elevate, il transistore a punte è nettamente superiore al triodo a giunzione. Ma con l'avvento del tetrodo giunzione e di altri tipi anche questo vantaggio è destinato a cadere.

La costruzione del transistore a punte è inoltre molto più difficile di quella del transistore a giunzione e porta ad una più grande dispersione dei parametri fra i diversi esemplari di uno stesso tipo.

9.2. — Tetrodi a giunzione.

Nella teoria del triodo a giunzione non era stato considerato l'ine sieme delle capacità delle barriere, e si era ammesso che il transistor rispondeva istantaneamente ad ogni cambiamento di tensioni o correnti.

Queste approssimazioni sono valide in corrente continua, e nel caso di frequenze audio e frequenze radio modeste.

A frequenze più elevate, come già abbiamo visto, occorre mettere in conto gli effetti capacitativi ed il ritardo associato con la diffusione nel cristallo dei portatori di cariche.

Uno dei fattori che più negativamente influenzano il comportamento alle frequenze elevate prolungando i tempi di transito è la resistenza di base.

Si può pensare di diminuire questa resistenza, diminuendo lo spessore della regione di base. Allora aumenta la capacità di collettore con effetti nefasti sull'amplificazione a frequenze elevate.

Ciò si può evitare se nello stesso tempo si cerca di diminuire l'area della giunzione base-collettore, ma allora diminuisce la potenza che si può far controllare al transistore.

Un artificio che permette di aggirare l'ostacolo è rappresentato dalla realizzazione di fig. 9.3. Si tratta di un transistore *n-p-n* con due contatti di base B_1 e B_2, che prende il nome di tetrodo a giunzione.

L'elettrodo supplementare, diciamo B_2, è portato ad una tensione negativa alquanto elevata. Si avrà naturalmente una corrente che circolerà nella base fra B_1 e B_2.

Lo scopo di questo arrangiamento è quello di rendere la maggior parte della regione di base del cristallo negativa rispetto all'emettitore. Questi pertanto non esplica il suo ruolo normale che in una piccola porzione del cristallo, vicina alla connessione B_1.

Ne risulta una considerevole diminuzione della resistenza di base,

senza che questa venga troppo assottigliata e senza che venga ridotta l'area della giunzione base-collettore.

Il fattore di riduzione della resistenza di base può avvicinarsi a circa 25 volte, con una corrente B_1-B_2 dell'ordine di qualche milliampere.

Tetrodi di questo tipo permettono di realizzare amplificatori efficienti fino a frequenze di circa 50 MHz ed oscillatori a frequenze superiori a 100 MHz.

Essi sono già costruiti in serie, come ad esempio i tipi 3N23-A, B e C.

Un tipo speciale di tetrodo è costituito dalla Texas Instruments, sotto la sigla 700.

Una variazione della tensione della seconda connessione di base modifica l'amplificazione del transistore rappresentato dagli altri tre elettrodi. Si può disporre cioè dell'equivalente di un tubo a pendenza variabile, ed introdurre facilmente nello stadio la tensione del controllo automatico della sensibilità.

9.3. — Triodi a giunzione *p-n-i-p*.

Una struttura che offre grandi possibilità nel miglioramento delle caratteristiche di un transistore a giunzione alle frequenze elevate è rappresentata in fig. 9.4.

Esso può esistere nella versione *n-p-i-n*.

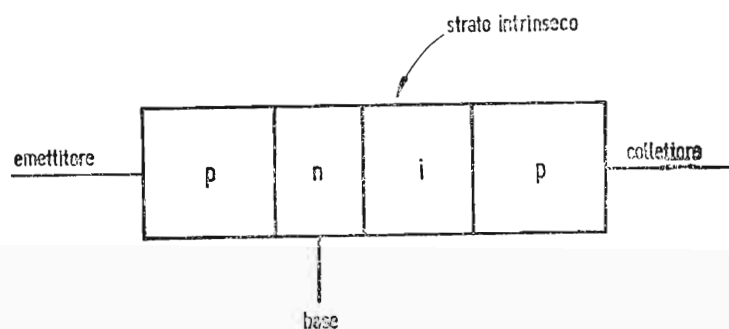



Fig. 9.4. - Triodo *p-n-i-p*.

Le peculiarità principali sono costituite da: *a*) una zona di base molto sottile, che però è separata dal collettore da: *b*) uno strato relativamente spesso di materiale intrinseco, cioè semiconduttore senza agenti donatori od accoglitori.

L'effetto dello strato intrinseco è quello di aumentare grandemente la spessore equivalente della giunzione base-collettore.

Ciò riduce la capacità effettiva fra base e collettore, pur permettendo di fare la base molto sottile e quindi a resistenza molto ridotta.

La conducibilità molto bassa del materiale intrinseco produce una notevole caduta di tensione ai suoi capi. Questo non è uno svantaggio notevole, in quanto può venire compensato aumentando la tensione di collettore.

Nonostante la sua bassa conducibilità, le cariche attraversano con minime perdite lo strato intrinseco per la presenza appunto ai un gradiente di tensione alquanto elevato.

Questo tipo di transistore è quello che presenta una più stretta analogia con il funzionamento di un triodo a vuoto: il vuoto è qui rappresentato dallo strato di materiale intrinseco.

9.4. — Transistori a campo ("Fieldistors").

Sono dei transistori in cui l'elettrodo di comando non è in contatto diretto con il Germanio, ma forma un condensatore con esso.

La rappresentazione schematica è riportata in fig. 9.5.: si tratta essenzialmente di un diodo a giunzione alimentato in senso inverso e di un elettrodo di controllo *G* isolato, in forma di anello o di gabbia di scoiattolo.

L'esperienza dimostra che esiste una conduttanza mutua fra corrente nel diodo e tensione dell'elettrodo di controllo: si sono ottenuti valori di frazioni di mA/V per frequenze di parecchie centinaia di kHz.

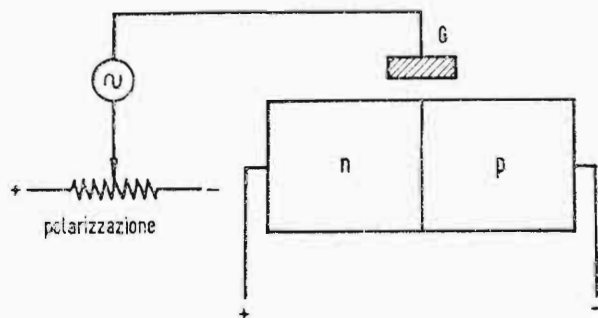



Fig. 9.5. - Transistore a campo.

Il lato più interessante è costituito dall'impedenza d'ingresso molto elevata. Valori superiori a 100 MΩ sono stati realizzati.

Questo fenomeno è da ricollegarsi all'esistenza di una conduzione di superficie nei semiconduttori.

Il tipo a campo non ha ricevuto finora notevoli applicazioni, specialmente per il suo alto livello di rumore.

A questo proposito sembra che la maggior parte del rumore nei transistori convenzionali a giunzione abbia origine dalla conduzione di superficie, e ricerche sono in corso su tale argomento.

9.5. — Fotodiodi.

Si compongono in generale di una barretta di Germanio a giunzione *p-n*. Essa è annegata in una materia plastica trasparente e polarizzata in senso inverso.

L'effetto fotoelettrico si manifesta come un aumento della debole corrente inversa sotto l'influenza dell'irraggiamento incidente.

Il comportamento di questi elementi appare comunque estremamente complesso. Essi manifestano per esempio una certa " memoria " delle illuminazioni anteriori che può durare parecchie ore alla temperatura dell'aria liquida.

Ecco alcuni dati di fotodiodi di normale produzione.

Il tipo americano M 1740 è alimentato da una sorgente a 90 V attraverso una resistenza di 200 kΩ.

La corrente fotoelettrica prodotta da un flusso luminoso di 12,5 millilumen (temperatura di colore 2.400 °K) è dell'ordine di 0,4 mA, ciò che corrisponde ad una sensibilità di circa 30 mA/lumem.

Il tipo inglese P 50 A ha caratteristiche molto simili e corrente massima di circa 2,5 mA, ciò che permette di comandare direttamente un relé sensibile.

La corrente di oscurità è inferiore a 250 μA ed il limite di frequenza 50 kHz.

Anche il tipo tedesco TP 50 presenta la sensibilità di 30 mA/lumen, con una corrente di oscurità inferiore a 3,5 μA e una frequenza massima di lavoro di 100 kHz.

In generale il livello di rumore è abbastanza basso e poco influenzato dall'illuminazione.

9.6. — Pile solari.

Nella versione a piccolissima potenza esse sono conosciute già da lungo tempo e costituiscono l'elemento attivo degli esposimetri per fotografia, e simili dispositivi senza alimentazione.

In queste applicazioni si fa uso specialmente del Selenio in uno dei suoi stati allotropici.

Il rendimento è compreso fra 0,5 ed 1% e la sensibilità dell'ordine di 350 μA/lumen.

Anche il Germanio di tipo *n* ovvero *p*, ma senza giunzioni, è utilizzato a questo scopo.

Il processo base è l'eccitazione, cioè la liberazione, di coppie elettrone-buco sotto l'irraggiamento luminoso.

I successi recentemente conseguiti in questa applicazione sono da attribuirsi ai progressi realizzati nella tecnologia del Silicio, più favorevole del Germanio sotto il punto di vista del rendimento energetico.

È ora possibile ottenere dei monocristalli di Silicio di dimensioni tali che da essi si possono tagliare delle lamine di superficie dell'ordine di parecchi cm².

Atomi estranei vi sono diffusi in fase gassosa.

I laboratori Bell hanno per esempio realizzato pile al Silicio su cui uno strato *p* è formato per diffusione di Boro. Si annuncia un rendimento dell'11%, corrispondente ad una potenza di 110 W/m² alla luce solare.

La tensione per elemento e dell'ordine di 0,3 V.

Rendimenti maggiori (15-18%) sembrano possibili con dei nuovi semiconduttori, quali ad esempio Alluminio-Antimonio.

Le pile solari sono più interessanti delle pile radioattive descritte più oltre.

Esse presentano un rendimento più alto, e soprattutto il funzionamento non provoca alcuna deteriorazione del cristallo.

Si può quindi contare su durate di servizio teoricamente illimitate. Già esistono in commercio radioricevitori portatili alimentati da una batteria di pile solari.

È molto probabile che pile solari siano impiegate per l'alimentazione degli strumenti nei satelliti artificiali.

9.7. — Fototransistori.

Riprendendo in esame il fotodiodo, si può immaginare di realizzare uno dei contatti elettrici alla maniera di un collettore di transistore, a punta ovvero a giunzione.

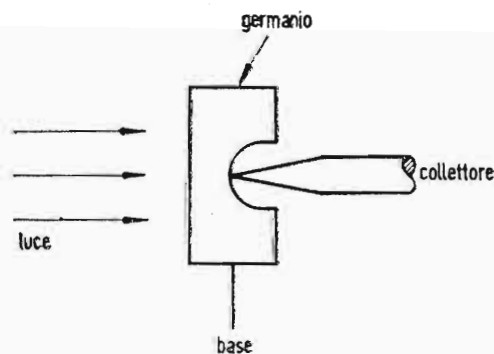
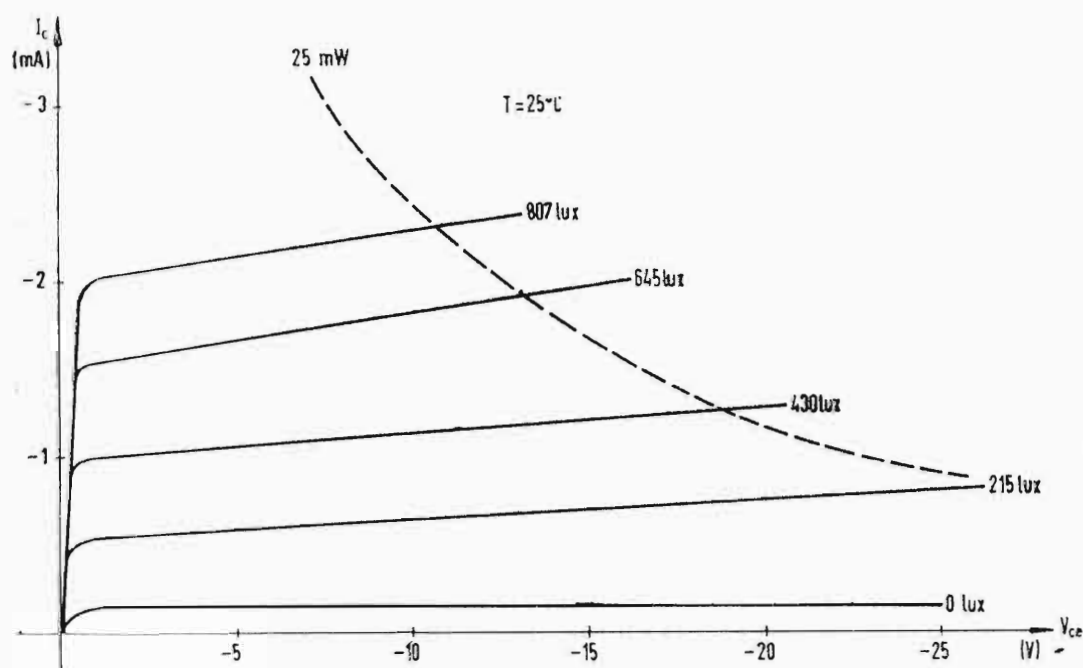



Fig. 9.6. - Fototransistore di Shive.

È quindi possibile disporre di un guadagno di corrente o di potenza ed amplificare il fenomeno fotoelettrico. Un dispositivo di questo genere è chiamato fototransistore.

Il tipo di Shive (fig. 9.6.) è costituito da una pastiglietta di Ger-

manio assottigliata al centro e rischiarata su una faccia.

L'altra faccia porta una punta collettrice. Esso è l'equivalente di un transistore a punte in cui il ruolo di emettitore è assunto dalla luce incidente.

V_{ce} = max 25 V
I_c = max 10 mA
P_c = max 25 mW
I_{co}' (2 — 0) = 300 μA (— V_{ce} = 10 V)
f_{ce} = 3 kHz
Sens. (7 mm² area sensibile) = 0,3 A/lumen
Risposta spettrale = 1,55 μ picco
= 2 μ limite

(Simile a questo, ma previsto per tensione e sensibilità più ridotte, è il tipo OCP70).

Fig. 9.7. - Fototransistore OCP71.

Ciò è confermato dall'andamento delle caratteristiche, esattamente uguali a quelle di un transistore a punte qualora si consideri flusso luminoso la corrente di emettitore.

La frequenza massima di funzionamento è di circa 200 kHz.

Esiste pure un fototransistore europeo, del tipo a giunzione: OCP 71.

Esso si presenta come un transistore OC 71 di cui l'involucro in resina trasparente non sia verniciato in nero come d'abitudine.

La sensibilità è molto elevata, circa 300 mA/lumen per lunghezze d'onda di 1,55 micron.

Il limite di frequenza è per contro relativamente modesto: 3 kHz.

La fig. 9.7. ne riporta le caratteristiche.

9.8. — Pile radioattive.

Un semiconduttore può essere bombardato da raggi α, β o γ.

Sotto questo bombardamento si liberano delle coppie di portatori di cariche, come già visto per le pile solari, e la differenza di potenziale provocata può far circolare una corrente in un circuito esterno.

Tutte queste radiazioni possono però deteriorare la struttura cristallina, dal momento in cui la loro energia sorpassa un valore critico che è di circa 0,63 MeV per il Germanio e 0,3 MeV per il Silicio. Questa rappresenta l'energia necessaria per strappare un atomo del semiconduttore dalla sua posizione normale nel reticolo cristallino.

È possibile prevedere l'introduzione di schermi ma allora, il rendimento della pila diviene estremamente basso.

In questo caso lo schermo va calcolato in modo che la durata del semiconduttore sia dello stesso ordine di quella della sorgente radio attiva.

Il Germanio è per ora il preferito nelle pile radioattive.

Le caratteristiche di cui si è a conoscenza al momento attuale parlano di correnti dell'ordine di 0,1 mA/cm^2, di potenze dell'ordine di 10^{-5} W/cm^2, con rendimenti di qualche percento. Esse sembrano adatte specialmente per la produzione di tensioni relativamente elevate con correnti molto piccole.

Forse più interessante è la pila radioattiva secondaria.

In questa una sorgente radioattiva eccita la fosforescenza di uno schermo del tipo impiegato nei tubi per oscillografi, e la luce prodotta è trasformata in corrente elettrica da una pila del tipo chiamato solare.

9.9. — Generatori di Hall.

La conduzione in un semiconduttore è influenzata dalla presenza di un campo magnetico.

Ne accenneremo qui solo molto brevemente, rimandando il lettore alle opere specializzate ed ai vari articoli comparsi sulle Riviste.

Consideriamo una sottile piastrina rettangolare di semiconduttore come quella rappresentata in fig. 9.8*a*, immaginata sottratta ad ogni campo magnetico.

Se applichiamo una tensione continua fra i terminali E_1 ed E_2 circolerà una corrente I, che nella piastrina si distribuirà in filetti regolari come è indicato nella fig. 9.8*a*.

Il gradiente di tensione, almeno nella porzione centrale della piastrina, sarà uniforme, e le linee equipotenziali perpendicolari ai filetti di corrente e quindi ai lati maggiori.

Nessuna tensione esisterà pertanto fra i terminali U_1 ed U_2, situati ad egual distanza dalle estremità della piastrina.

Se ora sottoponiamo la piastrina ad un campo magnetico B perpendicolare ad essa, le traiettorie dei portatori di cariche saranno modificate, ed assumeranno l'andamento distorto rappresentato nella fig. 9.8*b*.

Le linee equipotenziali, che rimangono sempre perpendicolari ai filetti di corrente, assumeranno ora una posizione obliqua.

Fra i terminali U_1 ed U_2 si verrà di conseguenza a manifestare una tensione V.

La teoria mostra che la tensione V risulta proporzionale al prodotto della corrente elettrica I per l'induzione magnetica B, attra-

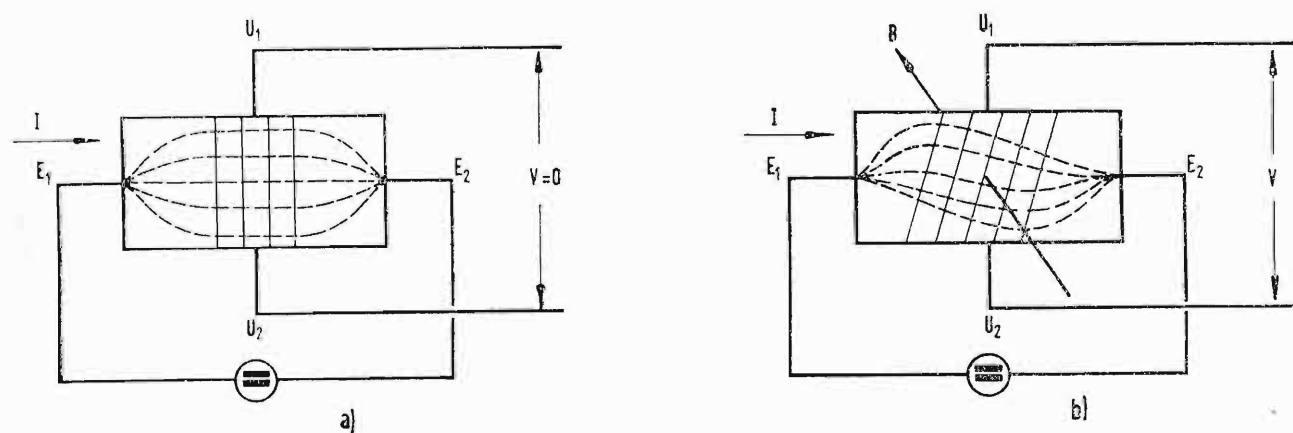



Fig. 9.8. - Generatore di Hall; *a*) in assenza di campo magnetico; *b*) con campo magnetico immaginato perpendicolare al piano del disegno.

verso un coefficiente di proporzionalità caratteristico del semiconduttore e denominato " costante di Hall ".

Da questo fenomeno scaturiscono innumerevoli possibilità di applicazione.

Si costruiscono magnetometri con elemento sensibile piccolissimo, che può essere introdotto in traferri molto stretti di macchine elettriche per la misura dell'induzione.

Si può usare la piastra di Hall come elemento moltiplicatore, qualora le due grandezze da moltiplicare possano essere trasformate l'una in una corrente e l'altra in un campo magnetico.

Si è usata per esempio una piastra di Hall per misurare la potenza trasportata da un'onda elettromagnetica piana, disponendo la piastra

parallelamente al vettore elettrico E e perpendicolarmente al vettore magnetico H (fig. 9.9.).

La tensione V misurata è proporzionale al prodotto $E \times H$, ed il suo valor medio è proporzionale all'energia media irradiata.

Questo principio è stato applicato fino a frequenze dell'ordine di 300 MHz.

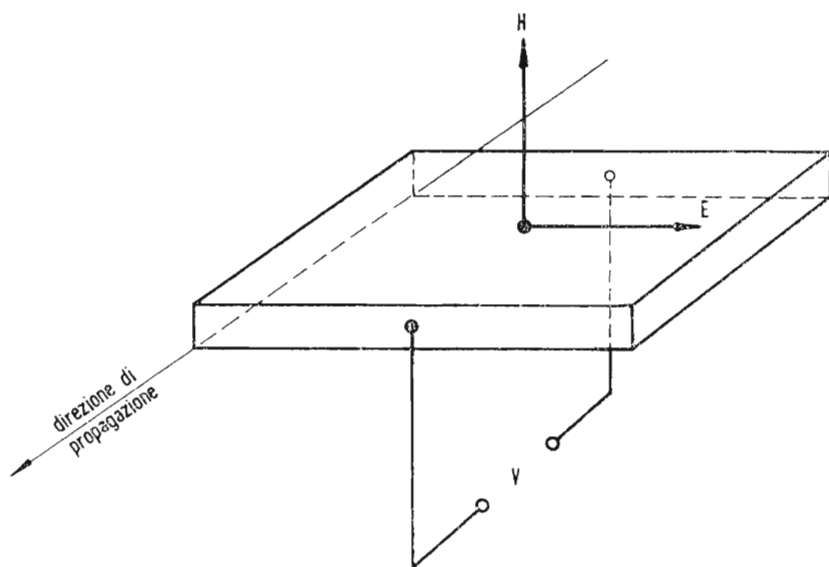



Fig. 9.9. - Generatore di Hall per la misura della potenza di un'onda piana.

9.10. — **Modulatori di infrarosso.**

Si è constatato che l'effetto fotoelettrico cessa di manifestarsi nel Germanio a lunghezze d'onda superiori a circa 2 micron.

Ciò vuol dire che radiazioni di tipo α, β e γ, raggi X, raggi ultravioletti e raggi visibili sono assorbiti dal cristallo e provocano la liberazione di coppie di portatori di cariche.

Radiazioni infrarosse invece non generano alcuna corrente fotoelettrica, ciò significa che per queste lunghezze d'onda il Germanio diviene quasi totalmente trasparente.

L'esperienza dimostra che l'assorbimento residuo può essere modificato iniettando nel Germanio una corrente che libera a seconda della sua intensità un maggiore o minore numero di portatori di cariche.

Si può dunque costruire con l'aiuto di una lamina di Germanio uno schermo ad opacità variabile che può essere usato come modulatore di luce. Ciò può avere interesse nel campo delle comunicazioni su fascio a raggi infrarossi.

9.11. – Transistori per alte temperature.

La temperatura di funzionamento limite è, come abbiamo visto, dell'ordine di 90°C per il Germanio e al massimo di 150°C per il Silicio.

Giunge ora notizia dall'America che l'Air Force Cambridge Research Center di Bedford, Massachusset, ha realizzato un nuovo tipo di transistore capace di funzionare fino alla temperatura di 1.400°C.

La nuova tecnica impiega dei cristalli semiconduttori di carburo di Silicio, purificati e cristallizzati nella fase di vapore.

La frequenza limite raggiungibile è dell'ordine del centinaio di MHz.

TABELLA 9.1.

Paragone fra i parametri di transistori tipici a punte e a giunzione di caratteristiche simili.

		A giunzione	A punte
Resistenza di emettitore	r_e	20 Ω	150 Ω
Resistenza di collettore	r_c	10^6 Ω	15 Ω
Resistenza di base	r_b	500 Ω	120 Ω
Amplificazione di corrente	α	0,98	2,5

CAPITOLO X

ESEMPI DI APPLICAZIONI

10.1. — Amplificatore per protesi uditiva a 3 transistori.
10.2. — Amplificatore per protesi uditiva a 4 transistori.
10.3. — Amplificatore per giradischi.
10.4. — Preamplificatore ad alta fedeltà.
10.5. — Amplificatore finale ad alta fedeltà.
10.6. — Preamplificatore compensato per testina a riluttanza variabile.
10.7. — Amplificatore per cine sonoro 12 W.
10.8. — Amplificatori finali 20 W e 80 W.
10.9. — Ricevitore tascabile a onde medie.
10.10. — Ricevitore misto a batterie.
10.11. — Ricevitore reflex.
10.12. — Ricevitore supereterodina a onde medie.
10.13. —
10.14. — } Ricevitori alimentati dall'antenna.
10.15. — Oscillatore per bassa frequenza.
10.16. — Oscillatore a 50 kHz per magnetofono.
10.17. — Oscillatore di potenza a 400 Hz.
10.18. — Oscillatore a resistenza-capacità a bassa distorsione.
10.19. — Oscillatore a rete di sfasamento.
10.20. — Oscillofono per pratica di telegrafia.
10.21. — Metronomo.
10.22. — Convertitore di corrente continua 0,5 W.
10.23. — Convertitore di corrente continua 2 W.
10.24. — Convertitore di corrente continua 30 W.
10.25. — Termostato a regolazione continua.
10.26. — Lampeggiatore.
10.27. — Flash elettronico per fotografia.

10.28. — Relé fotoelettrico.
10.29. — Altro relé fotoelettrico.

10.30. —
10.31. — } Misuratori di radiazioni.

10.32. — Ponte di misura per resistenze e capacità.
10.33. — Frequenzimetro a lettura diretta.
10.34. — Trigger di Schmitt.
10.35. — Multivibratore monostabile.
10.36. — Multivibratore bistabile.
10.37. — Multivibratore libero.
10.38. — Multivibratore libero a fianchi ripidi.
10.39. — Oscillatore bloccato.
10.40. — Amplificatore per corrente continua.
10.41. — Amplificatore modulato per corrente continua.
10.42. — Magnetofono a nastro per ufficio.
10.43. — Trasmettitore a onda persistente.
10.44. — Modulatore per fonia e telegrafia a frequenza acustica.
10.45. — Misuratori di uscita e di campo.

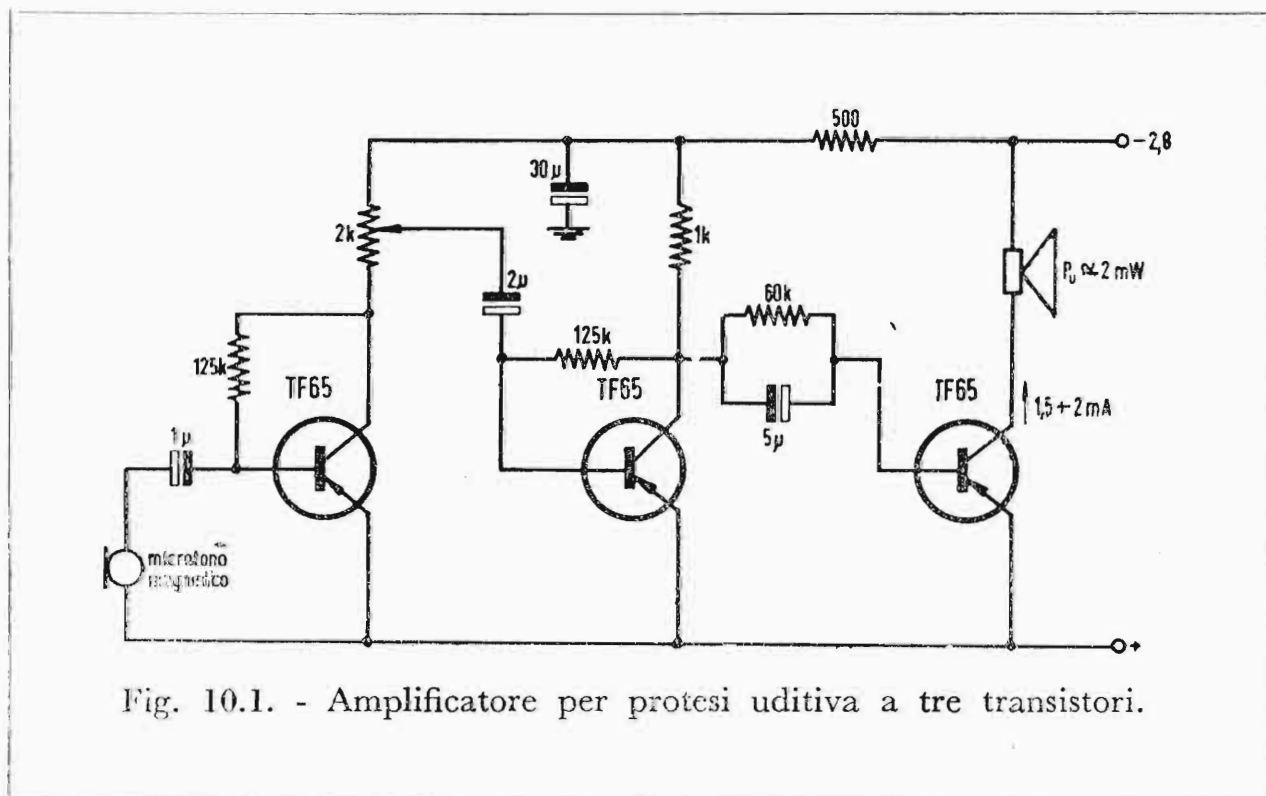



Fig. 10.1. - Amplificatore per protesi uditiva a tre transistori.

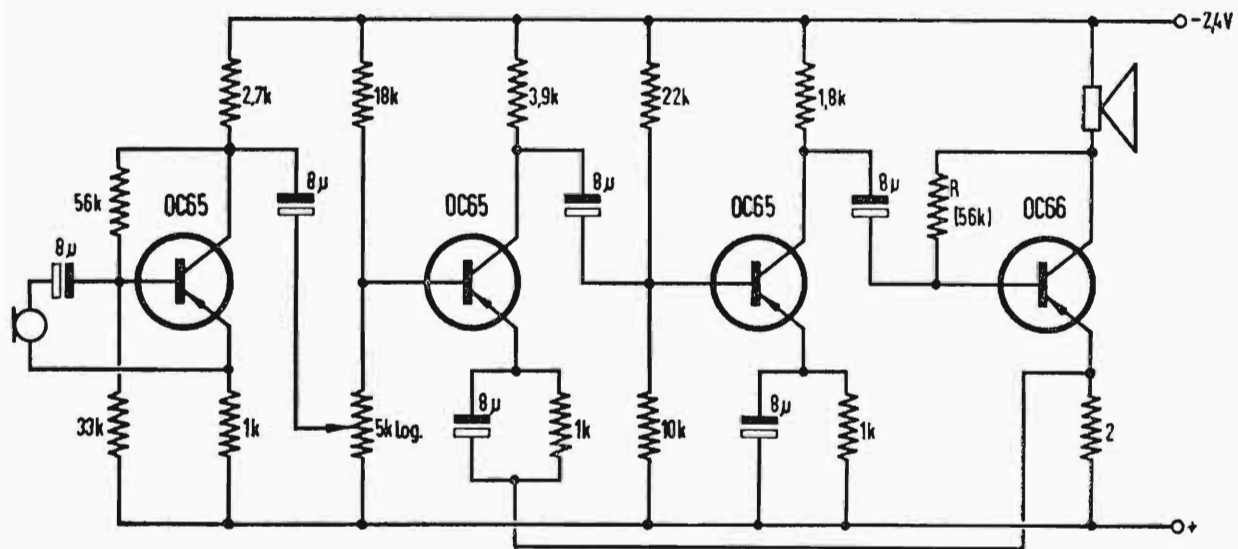



Fig. 10.2 - Amplificatore per protesi uditiva a 4 transistori.

10.2. - I transistori sono del tipo subminiatura (mm 3 × 4 × 7) ed impiegando resistenze speciali e condensatori al tantalio è possibile realizzare un montaggio estremamente compatto.

La stabilizzazione è ampiamente assicurata e una reazione negativa è introdotta negli ultimi tre stadi. L'amplificazione si mantiene pertanto sensibilmente costante anche per variazioni molto grandi della temperatura ambiente e della tensione di alimentazione, ed è abbastanza indipendente dalle specifiche caratteristiche dei transistori.

Le correnti medie di collettore dei vari stadi sono rispettivamente:

$$0{,}2 \div 0{,}3 \div 0{,}5 \div 2 \text{ mA.}$$

La resistenza R (valore nominale 56 kΩ) va aggiustata in modo da avere appunto una corrente di collettore dell'ultimo stadio di 2 mA.

L'auricolare deve avere un'impendenza di circa 1 kΩ (a 1 kHz) e una resistenza ohmica di circa 250 Ω. L'amplificazione di potenza è di circa 73 dB, e la potenza di uscita di 2 mW.

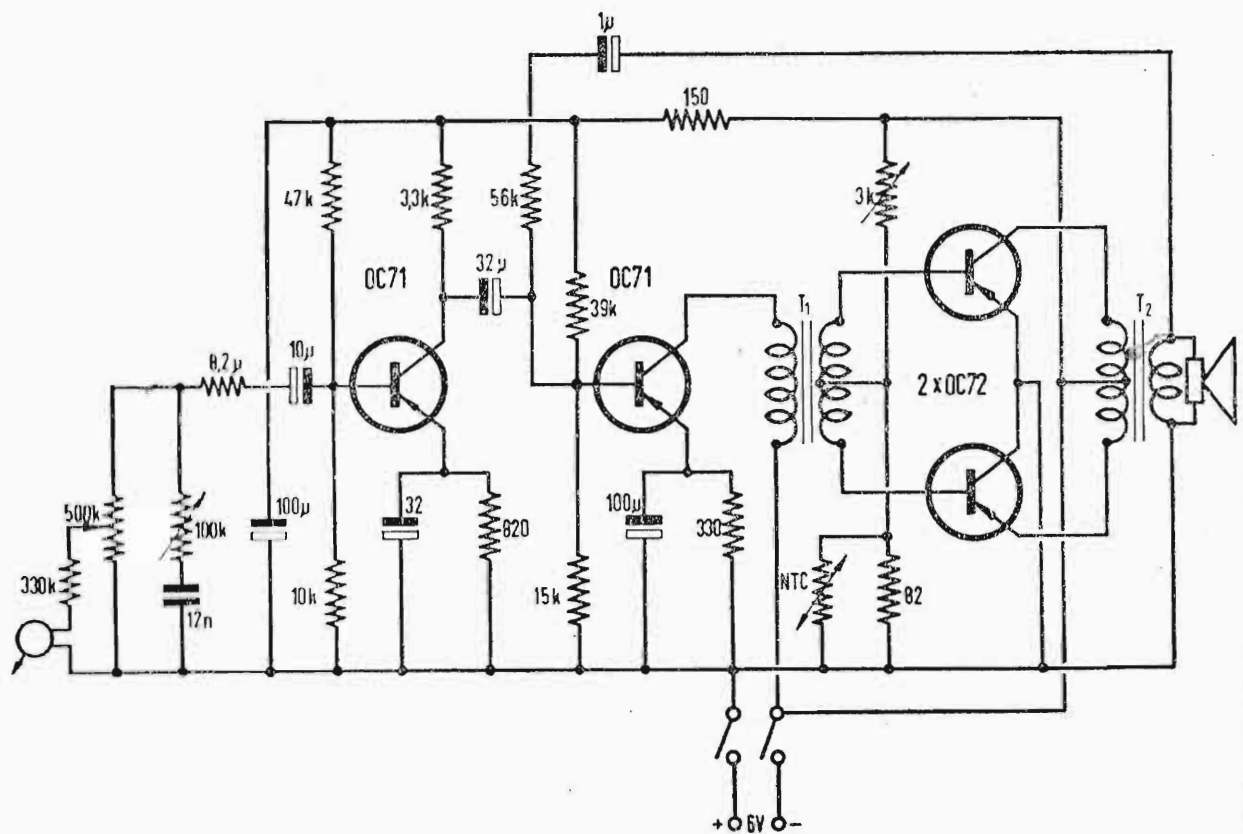



Fig. 10.3 - Piccolo amplificatore per giradischi.

10.3. - Lo stadio di uscita in classe B può fornire una potenza di circa 430 mW. La bobina mobile dell'altoparlante presenta un'impedenza di 5 Ω. La stabilizzazione del punto di lavoro dello stadio finale è ottenuta con una resistenza a coefficiente negativo di temperatura.

Una tensione all'ingresso di 300 mV è necessaria per il pieno pilotaggio (quale è fornita ad esempio dalla testina piezoelettrica Philips AG3010).

La tensione di alimentazione è di 6 V; il consumo a piena potenza è di circa 20 mA. La risposta di frequenza si estende fra 50 e 8.000 Hz. La corrente di riposo totale dello stadio finale è 6 mA, a + 25 °C.

Esistono attualmente in commercio complessi giradischi il cui motore assorbe 40 mA sotto 6 V.

La resistenza di compensazione NTC deve presentare una resistenza di 130 Ω a + 25 °C.

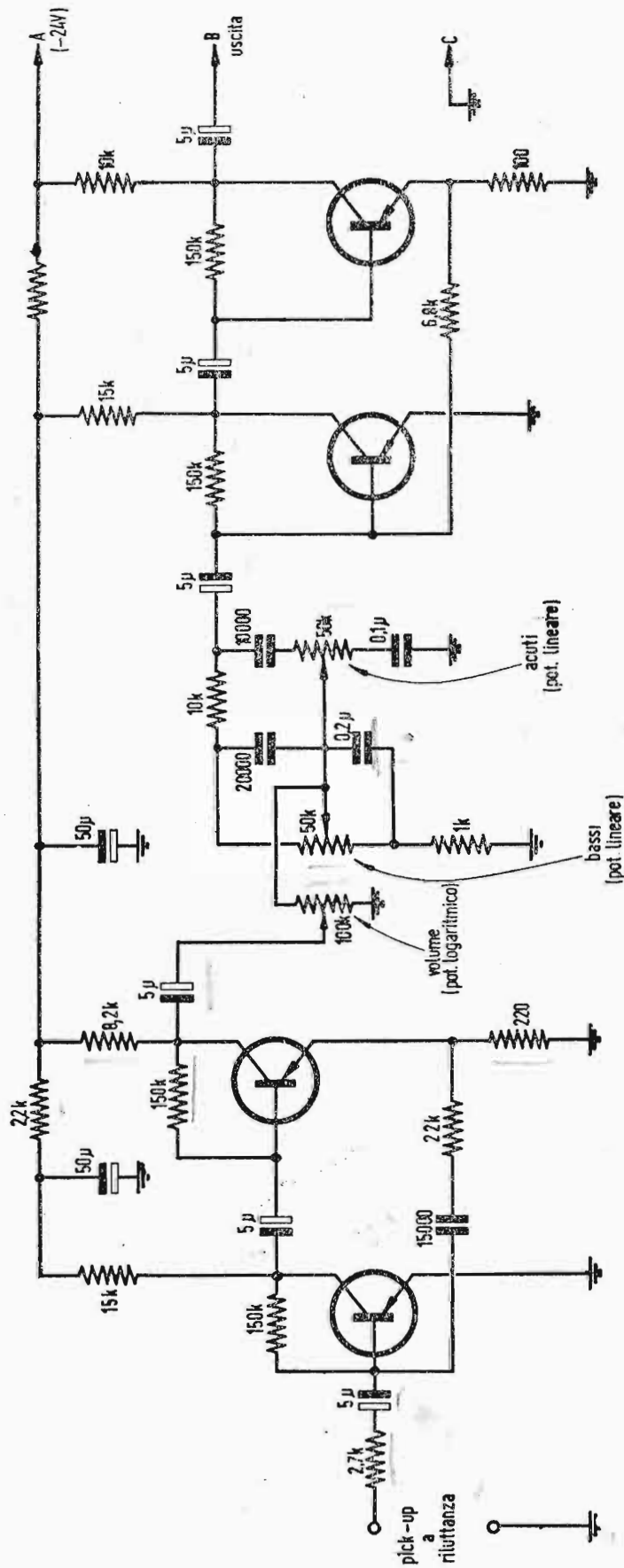



Fig. 10.4. - Preamplificatore ad alta fedeltà per fig. 10.5.

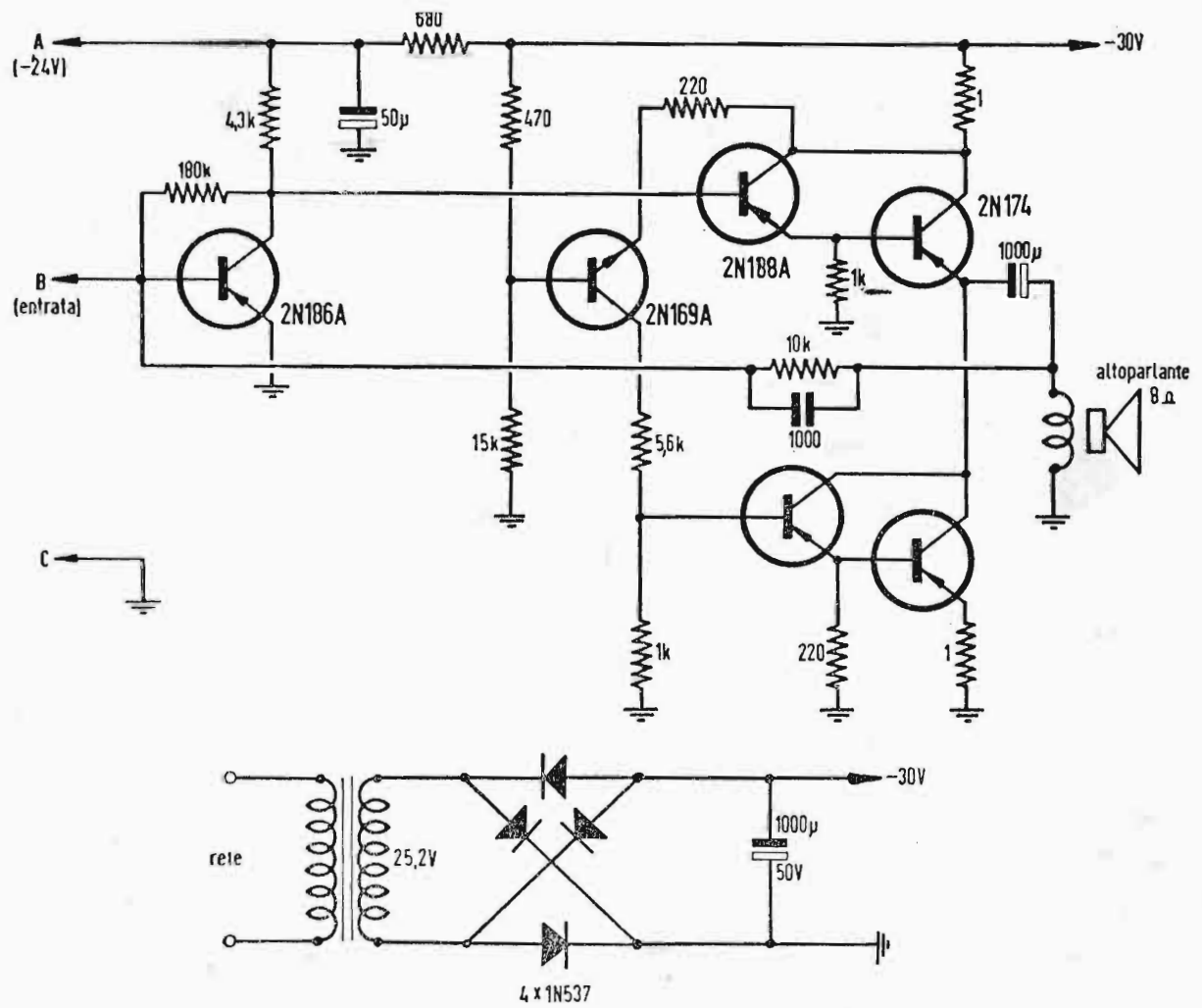



Fig. 10.5 - Amplificatore finale ad alta fedeltà.

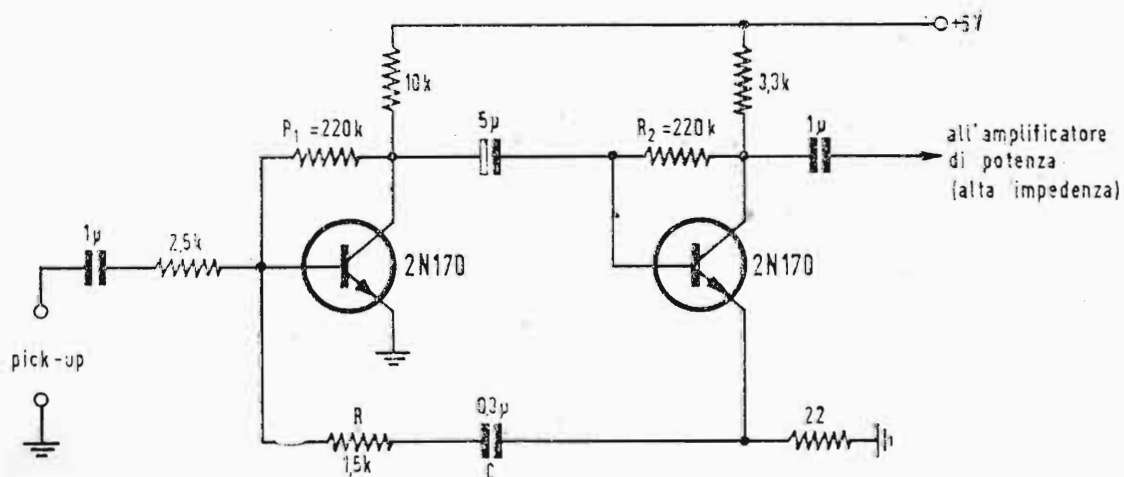



Fig. 10.6. - Preamplificatore compensato per pick-up a riluttanza variabile.

10.6. - R_1 ed R_2 vanno scelti in modo da avere per entrambi gli stadi una tensione collettore-emettitore compresa fra 2,5 e 3,5 V.

Il consumo totale è dell'ordine di 1,5 mA. Nel caso che l'amplificatore di potenza sia a valvole, l'alimentazione a 6 V per il preamplificatore può essere derivata dall'alta tensione a mezzo di un divisore.

Il guadagno in tensione è di circa 200 volte.

Cambiando *R* e *C* si varia la curva di compensazione. I valori indicati danno una conveniente compensazione per registrazioni eseguite secondo le specificazioni R.I.A.A.

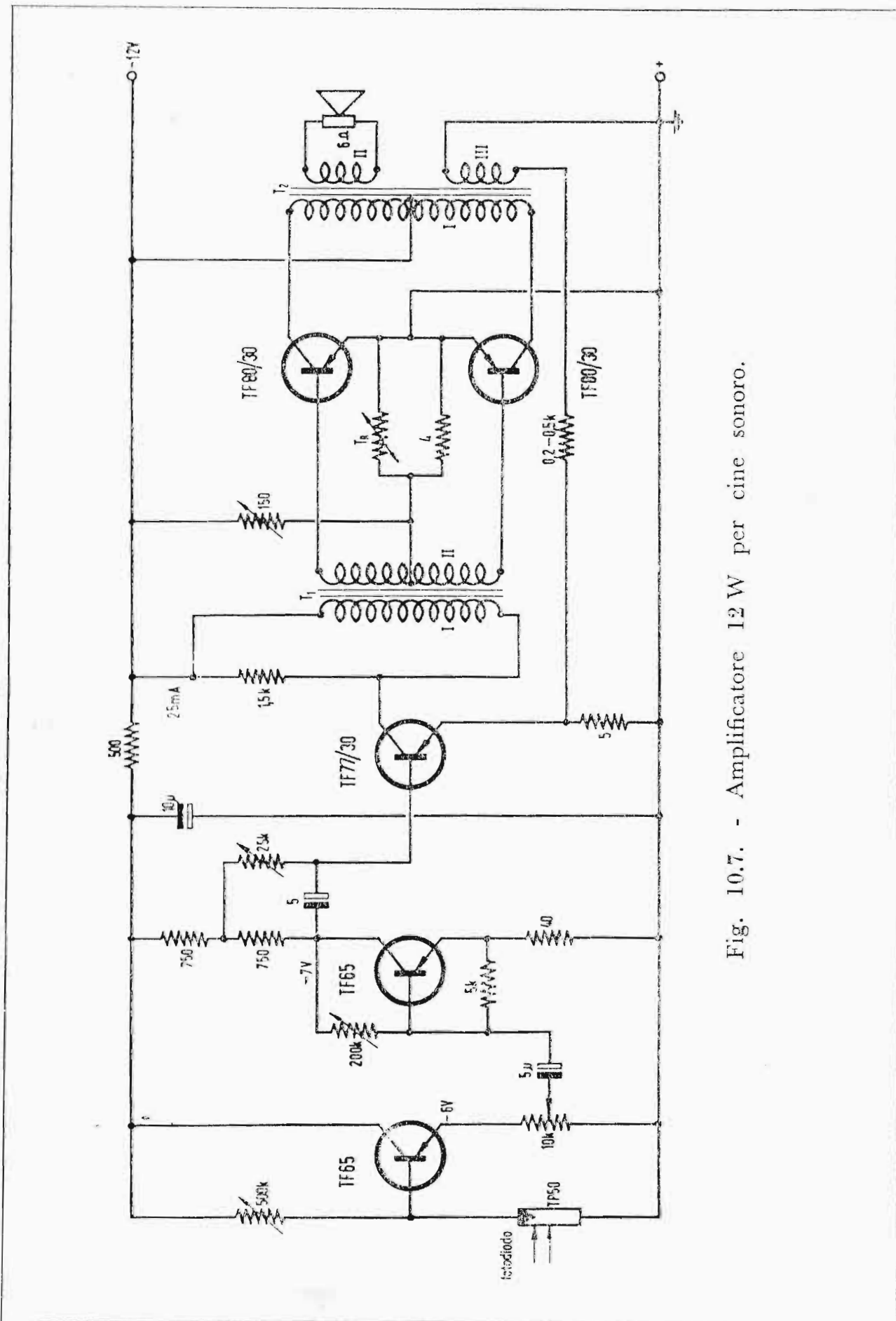



Fig. 10.7. - Amplificatore 12 W per cine sonoro.

10.7. - Questo amplificatore fa uso di fotodiodo TP50 come elemento lettore.

Il primo transistore è montato a collettore comune per offrire una elevata impedenza di carico al fotodiodo. Il volume è regolato a mezzo del potenziometro da 10k inserito sull'emettitore.

Le altre resistenze variabili sono del tipo semifisso e sono regolate per la corretta polarizzazione. La corrente totale di collettore dello stadio finale è regolata a 60 mA in assenza di segnale. Il termistore T_R è del tipo Siemens K15 (4 Ω a + 25 °C).

La banda passante (— 3 dB) si estende da 50 Hz a 15 kHz.

Trasformatori:

T_1 : Lamierino tipo Dinamo, 0,35 mm, formato M55

Spessore del pacco 20 mm

Traferro 0,5 mm - Lamierini alternati

I 1.100 spire rame smaltato ∅ 0,3 mm

II 2 × 140 spire rame smaltato ∅ 0,5 mm, avvolto bifilarmente.

T_2 : Lo stesso nucleo di T_1

I 2 × 100 spire rame smaltato ∅ 0,7 mm

II 105 spire rame smaltato ∅ 0,9 mm

III 100 spire rame smaltato ∅ 0,2 mm

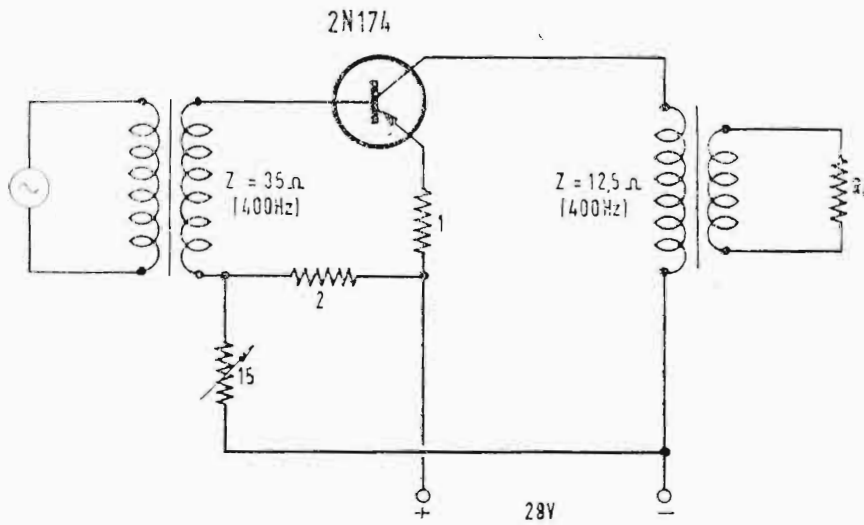



Fig. 10.8.*a*). - Amplificatore finale 20 W

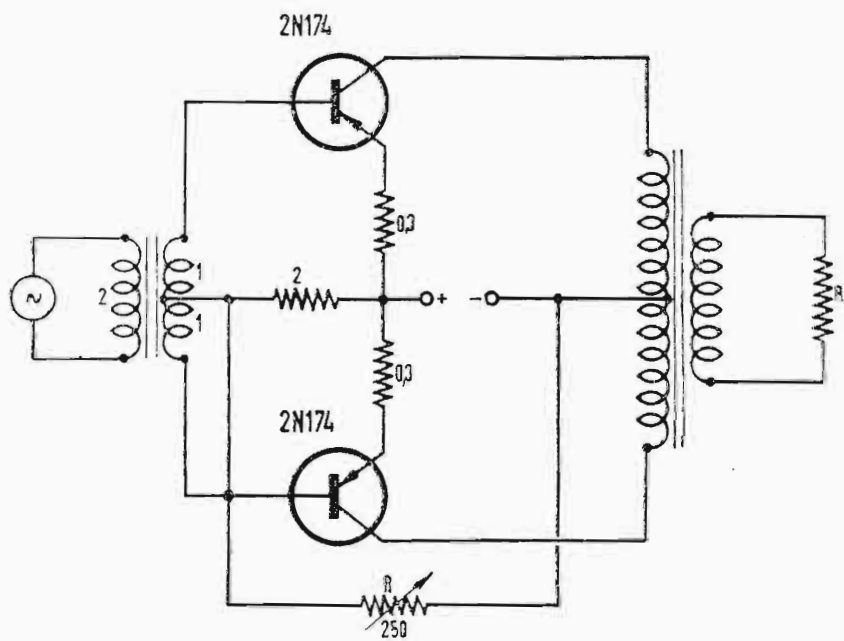



Fig. 10.8.*b*). - Amplificatore finale 80 W.

10.8.*a*). - Potenza di uscita 20 W (Classe A)
Distorsione armonica 8 %
Potenza di pilotaggio 0,1 W
Temperatura ambiente 25° C.

Le impedenze di entrata ed uscita sono scelte per il massimo guadagno di potenza.

Particolare cura richiede il sistema di raffreddamento.

10.8.*b*). - L'impendenza di ingresso (fra base e base) è di circa 35 Ω: approssimativamente tale deve essere l'impendenza di uscita dello stadio pilota.

L'impendenza di carico (fra collettore e collettore) deve essere di 10 Ω.

In queste condizioni lo stadio fornisce una potenza massima di uscita di 80 W, con il 6 % di distorsione armonica totale.

Mediante la resistenza *R* si regola la corrente di collettore in assenza di segnale a circa 50 mA per transistore, per realizzare il funzionamento in classe A B.

Il guadagno di potenza dello stadio è di 19 dB: la potenza massima di pilotaggio per la piena uscita è pertanto di circa 1 W.

La tensione di alimentazione è 28 V. Il valore di 0,3 Ω per le resistenze di emettitore è il minimo consigliato dal costruttore.

Particolare cura va posta nello studio della stabilizzazione e del raffreddamento (vedi Cap. VI). Una soluzione, per esempio, consiste nel realizzare le due resistenze di emittitore in filo di nickel, a coefficiente positivo di temperatura.

La resistenza termica del transistore 2N174 fra giunzione ed involucro è di circa 1,2 °C/W, e la temperatura massima della giunzione + 95 °C.

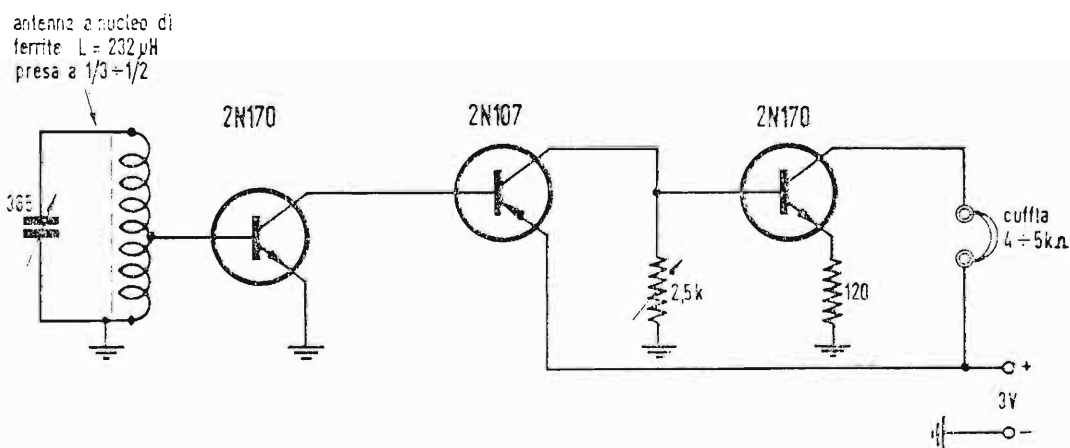



Fig. 10.9. - Ricevitore a onde medie tascabile.

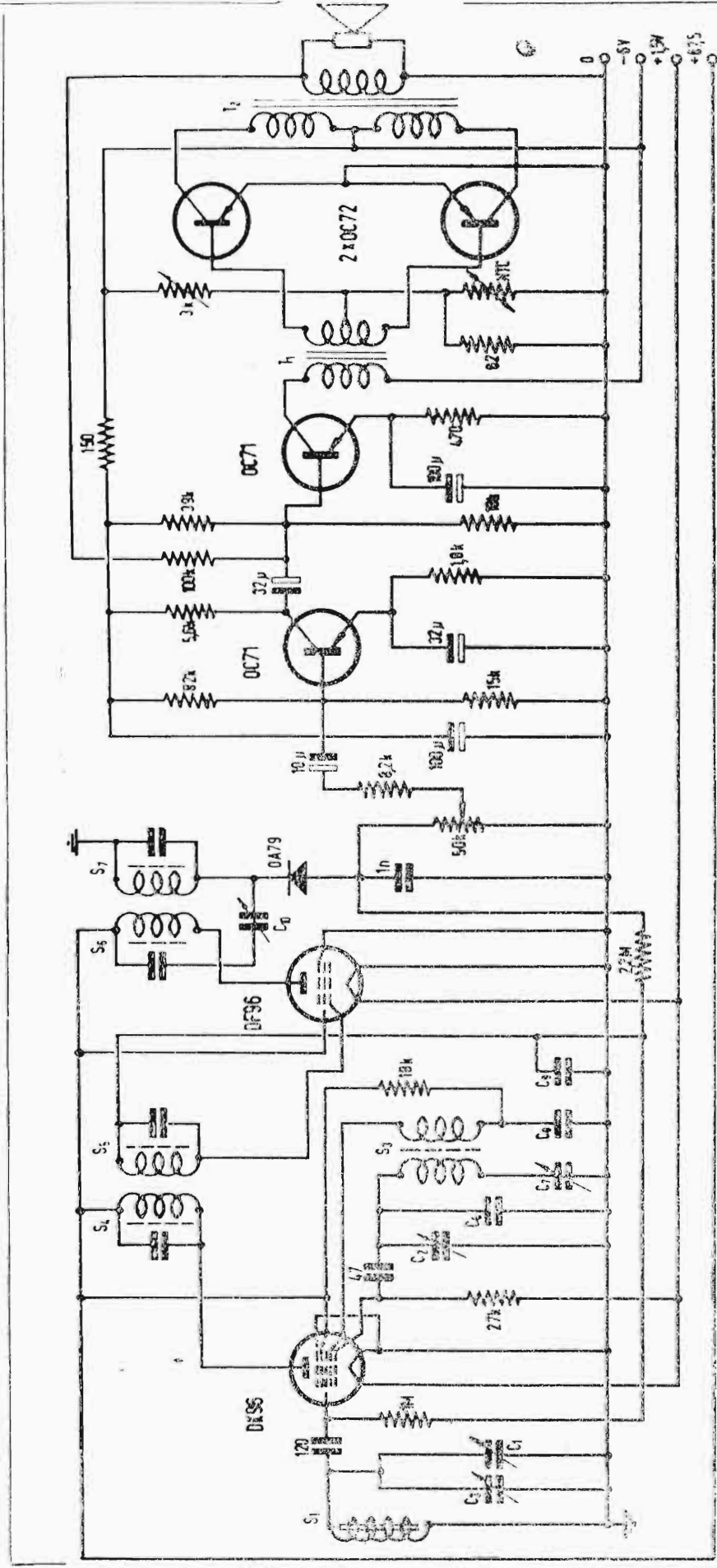



Fig. - 10.10. Ricevitcre misto a batterie.

10.10. - La parte a radiofrequenza del ricevitore è equipaggiata con due tubi ad accensione diretta della serie a consumo ridotto D96 (25 mA di filamento).

La parte a bassa frequenza impiega transistori, ed è molto simile all'amplificatore dello schema n. 3, ma previsto per un consumo ed una potenza di uscita più ridotti.

230 mW di bassa frequenza sono disponibili sulla bobina mobile di 5 Ω.

La rivelazione è effettuata con un diodo al Germanio OA79, che fornisce anche la tensione per il controllo automatico di volume.

La sensibilità e la potenza di uscita di questo ricevitore sono equivalenti a quelle di un apparecchio a quattro tubi della serie D96.

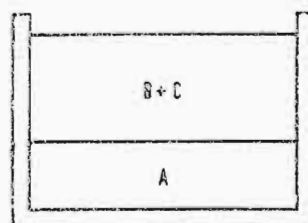
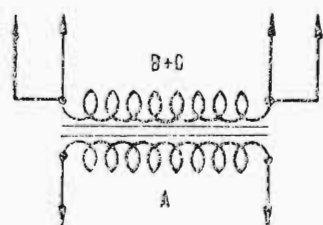
Il consumo è nettamente inferiore, e la qualità di riproduzione alquanto migliore.

Il consumo totale dell'apparecchio misto è di 0,465 W contro 1,125 W dell'apparecchio a tubi elettronici con la DAF96 e DL96 negli stadi a bassa frequenza.

Se il consumo della batteria a 6V non riveste particolare importanza, la parte a bassa frequenza può essere sostituita con l'amplificatore di fig. 10.3 il quale fornisce una potenza di uscita di 430 mW.

Dati di avvolgimento dei trasformatori di bassa frequenza:

T_1: *A* - Primario: 2100 spire filo rame ∅ 0,09 mm
B, *C* - Secondario: ciascuno 600 spire filo rame ∅ 0,18 mm avvolti bifilarmente.

Dimensioni del nucleo: 31 × 25 × 8 mm

Tr_2: *A*, *F*, *C*, *D* - Primario: ciascuno 204 spire filo rame ∅ 0,28 mm
B, *E* - Secondario: ciascuno 62 spire filo rame ∅ 0,5 mm

Dimensioni del nucleo 40 × 32 × 10,5 mm

F
E
D
C
B
A

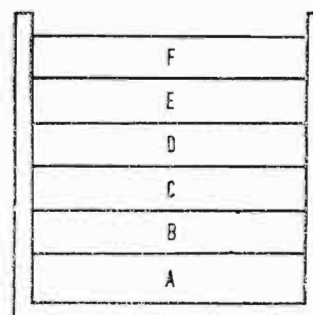
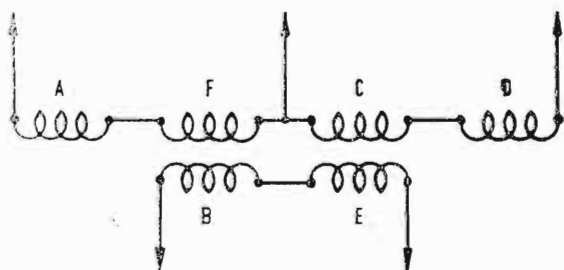
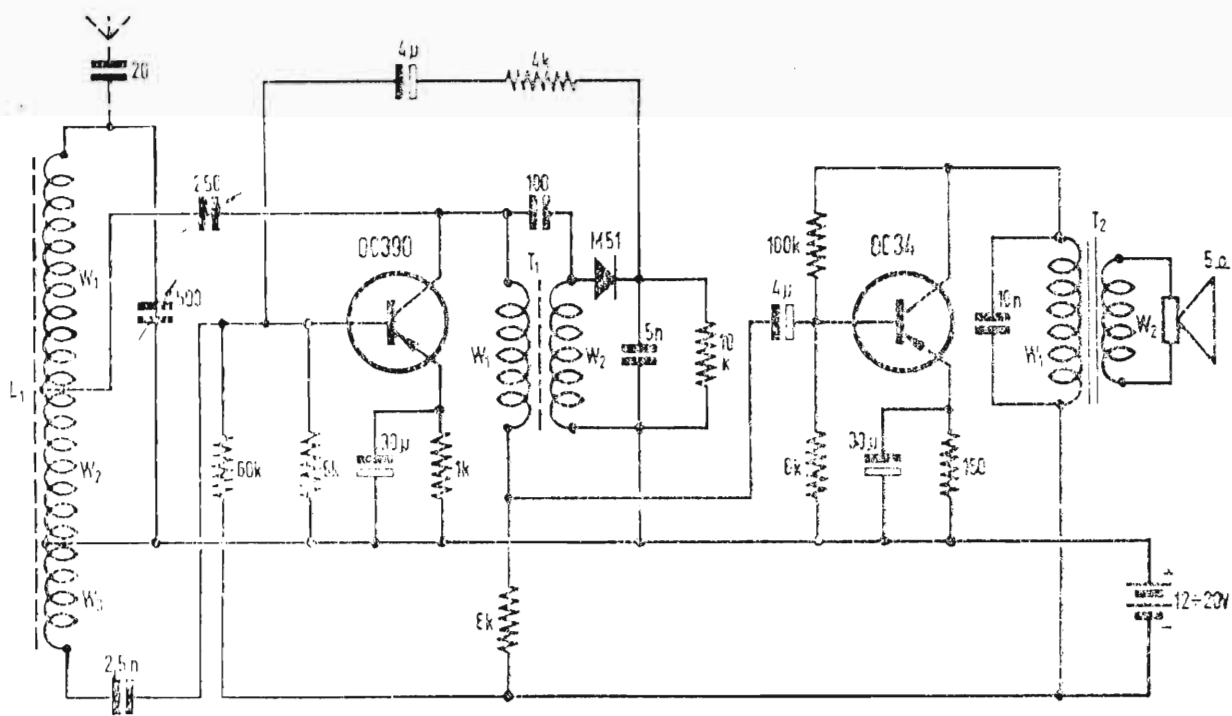



Fig. 10.11. - Ricevitore reflex a reazione.

10.11. - Il transistore OC390 (equivalente al tipo OC45) assolve le funzioni di amplificatore ad emettitore comune ad alta frequenza con ingresso accordato e uscita aperiodica, per la gamma delle onde medie. Una reazione positiva, regolabile mediante il condensatore da 250 pF, è introdotta allo scopo di diminuire lo smorzamento del circuito di ingresso ed aumentare quindi la selettività.

Il segnale è rivelato dal diodo M51 (equivalente al tipo 1N51) ed inviato nuovamente al transistore OC390 per l'amplificazione in bassa frequenza.

Segue lo stadio finale con transistore OC34 (equivalente al tipo OC71)

Antenna ferrite

nucleo mm 10 × 110

induttanza totale $L_1 = 240\ \mu H$

W_1 50 spire filo rame ∅ mm 1

W_2 9 spire filo rame ∅ mm 1

W_3 11 spire filo rame ∅ mm 1

Trasformatore alta frequenza T_1

$W_1 = 10$ mH

$W_1 : W_2 = 1 : 1$

Trasformatore di uscita T_2

$W_1 = 3.600\ \Omega$ a 400 Hz

$W_1 : W_2 = 27 : 1$

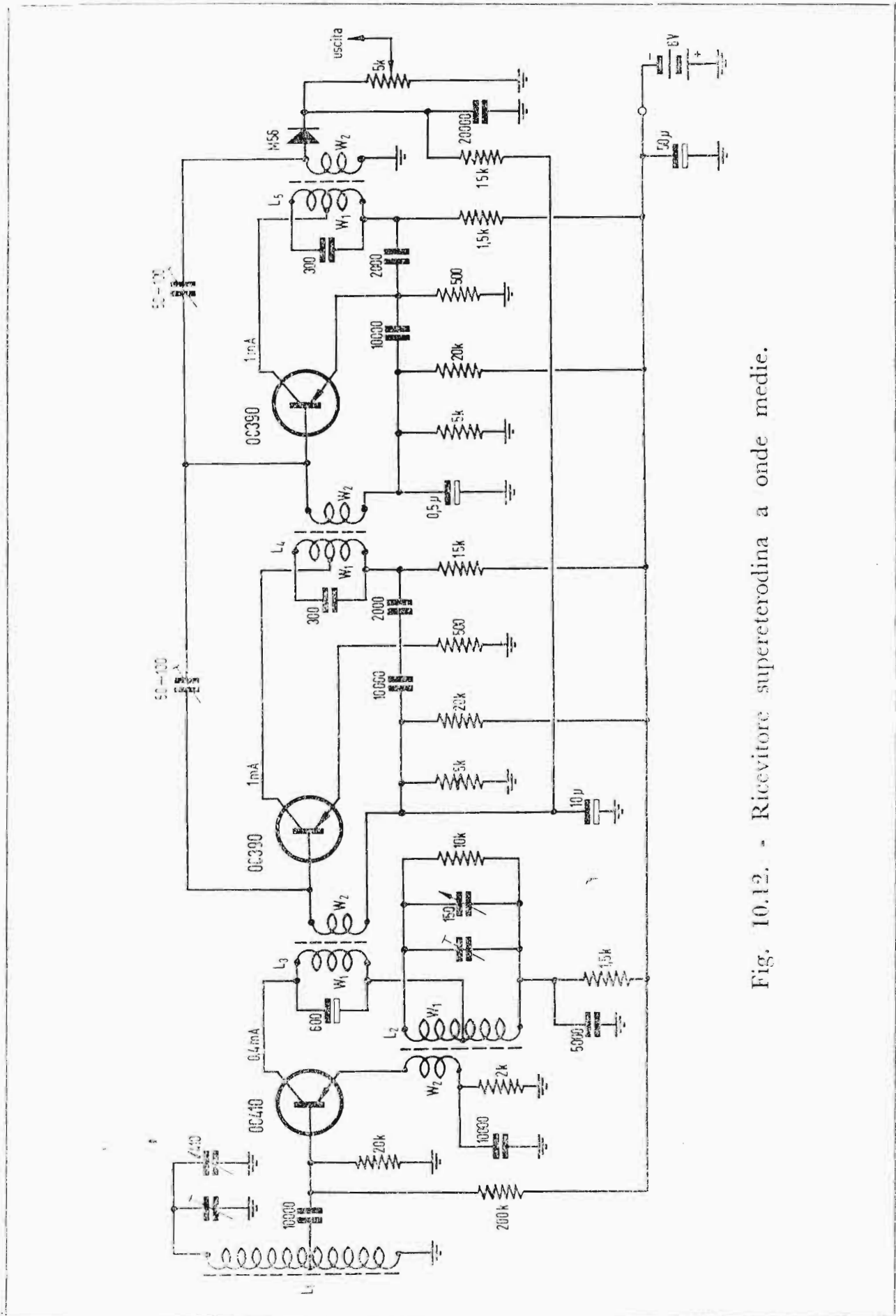



Fig. 10.12. - Ricevitore supereterodina a onde medie.

10.12. - Il transistore OC410 funziona da mescolatore ed oscillatore locale.

Seguono due stadi con transistori OC390 amplificatori a mediafrequenza (470 kHz).

La rivelazione è effettuata dal diodo M56 (tipi equivalenti 1N56 ovvero OA73). La componente continua all'uscita di esso è utilizzata per il controllo automatico di sensibilità, che agisce sulla base del primo stadio a media frequenza. Il consumo totale dell'apparecchio è 2,5 mA.

Un segnale all'ingresso di 100 μV con la modulazione standard produce una tensione a bassa frequenza in uscita di 40 mV.

Per la parte a bassa frequenza può servire l'amplificatore del circuito n. 3.

Antenna ferrite

$L_1 = 185$ μH
presa a 1/7 delle spire lato massa

I trasformatore media frequenza

$L_3 = 200$ μH
rapporto spire $W_1 : W_2 = 5 : 1$

Oscillatore

$L_2 = 145$ μH

presa a 1/2

rapporto spire $W_1 : W_2 = 10 : 1$

II e III trasformatore media freq.

L_4, $L_5 = 400$ μH

presa a 1/3

rapporto spire $W_4 : W_5 = 4 : 1$

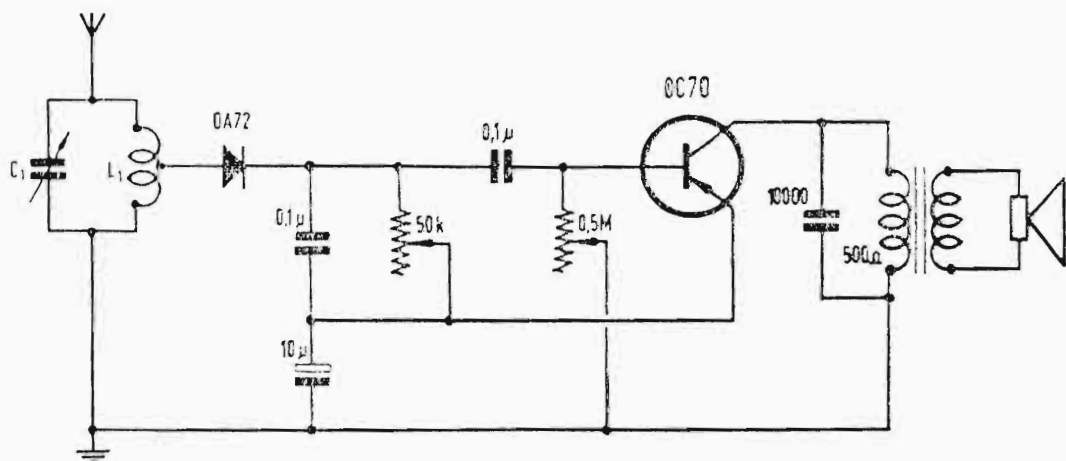



Fig. 10.13. - Ricevitore per ascolto locale alimentato dall'antenna.

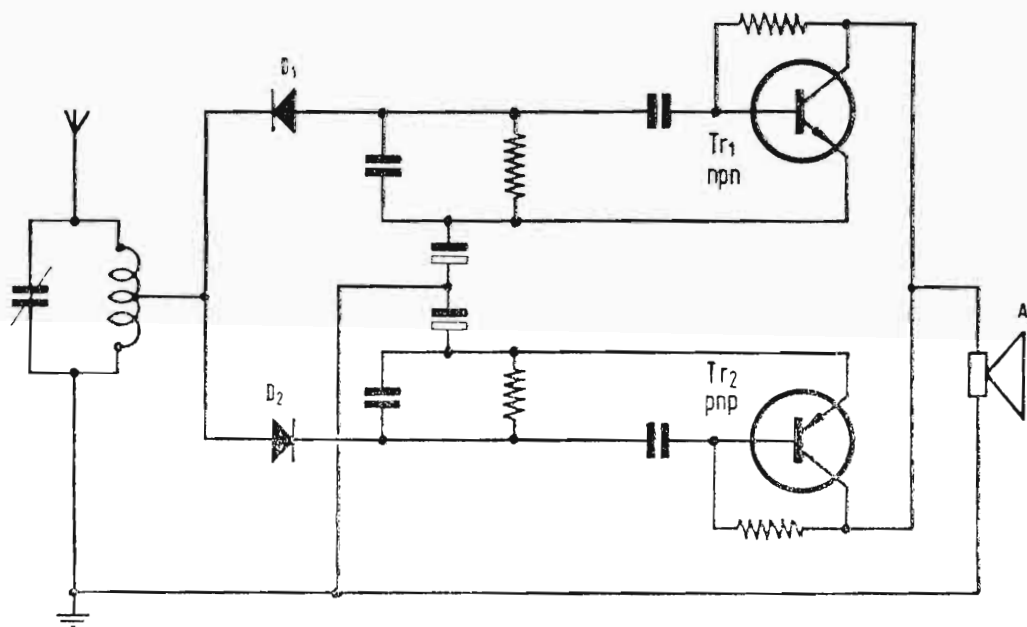



Fig. 10.14. - Schema di principio di altro ricevitore autoalimentato.

10.13. e 10.14. - Nel 1956 Hollmann presentò a Los Angeles un lavoro intitolato « Ricevitori funzionanti con sorgenti secondarie di elettricità », in cui si proponevano i ricevitori di cui diamo un esempio. Il problema è stato ripreso da varie riviste (cfr. Elektro-Technik, 1956/n. 28 e Funkschau, 1957/n. 9).

Con il primo ricevitore descritto è possibile l'ascolto, talvolta in altoparlante, della stazione locale. La componente continua esistente dopo la rivelazione è utilizzata per l'alimentazione dell'amplificatore a bassa frequenza costituito da un transistore.

Il secondo circuito, riportato unicamente a titolo informativo, prospetta una migliore utilizzazione dell'energia in arrivo, in quanto sono raddrizzate per l'alimentazione entrambe le semionde del segnale, e l'amplificatore è costituito da un controfase di transistori complementari.

Ricevitori di questo tipo, benchè non suscettibili di largo impiego, possono presentare interesse per determinate applicazioni, come per esempio monitori e misuratori di campo.

Il limite superiore di frequenza in ingresso è solo imposto dalla scelta dei diodi rivelatori.

Facciamo ancora presente che in alcuni Paesi il Ministero delle Poste e Telecomunicazioni ha preso posizione contro i ricevitori che traggono l'energia necessaria al loro funzionamento dal segnale in arrivo.

I due ricevitori descritti non dovrebbero però ricadere sotto questa disposizione, in quanto fanno uso per l'alimentazione della componente continua inevitabilmente presente dopo la rivelazione a diodo. Differente sarebbe il caso se un diodo apposito venisse previsto esclusivamente per l'alimentazione.

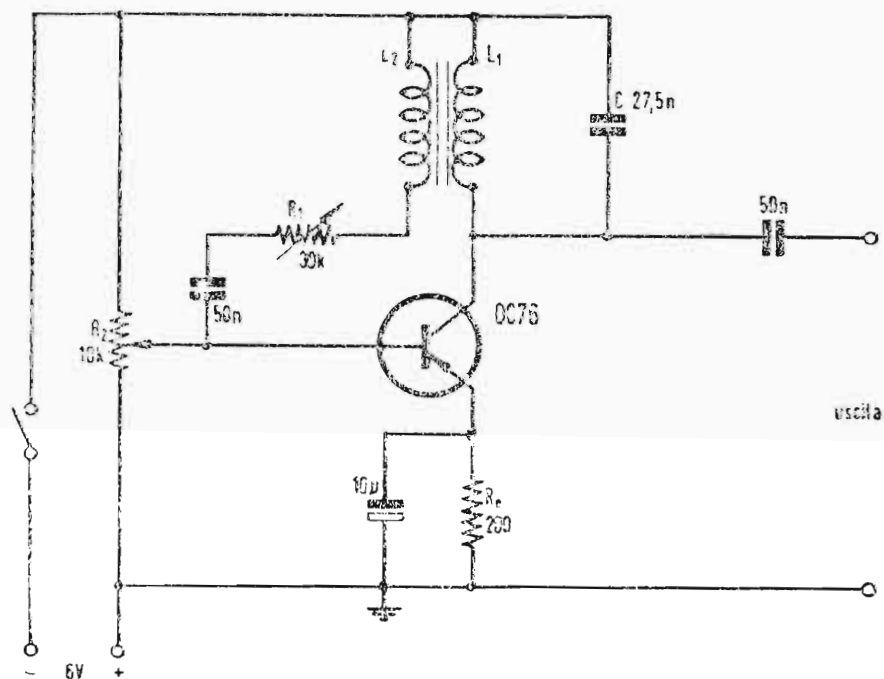



Fig. 10.15. - Oscillatore per bassa frequenza.

10.15. - Con i dati dello schema la frequenza di oscillazione è dell'ordine di 1.000 Hz. Essa può venire variata entro limiti non troppo ampi, variando il valore della capacità C.

R_2 determina il punto di lavoro del transistore, mentre R_1 determina l'entità dell'accoppiamento reattivo.

La forma d'onda all'uscita risulta distorta a causa della resistenza d'ingresso variabile del transistore.

La distorsione è ridotta, al prezzo di una proporzionale riduzione dell'ampiezza, qualora la resistenza di emettitore sia solo in parte cortocircuitata dal condensatore.

Trasformatore:

Nucleo Ferroxcube tipo E13/7/3 o equivalente

L_1 = 800 spire filo rame ∅ 0,1 mm.

L_2 = 200 spire filo rame ∅ 0,1 mm.

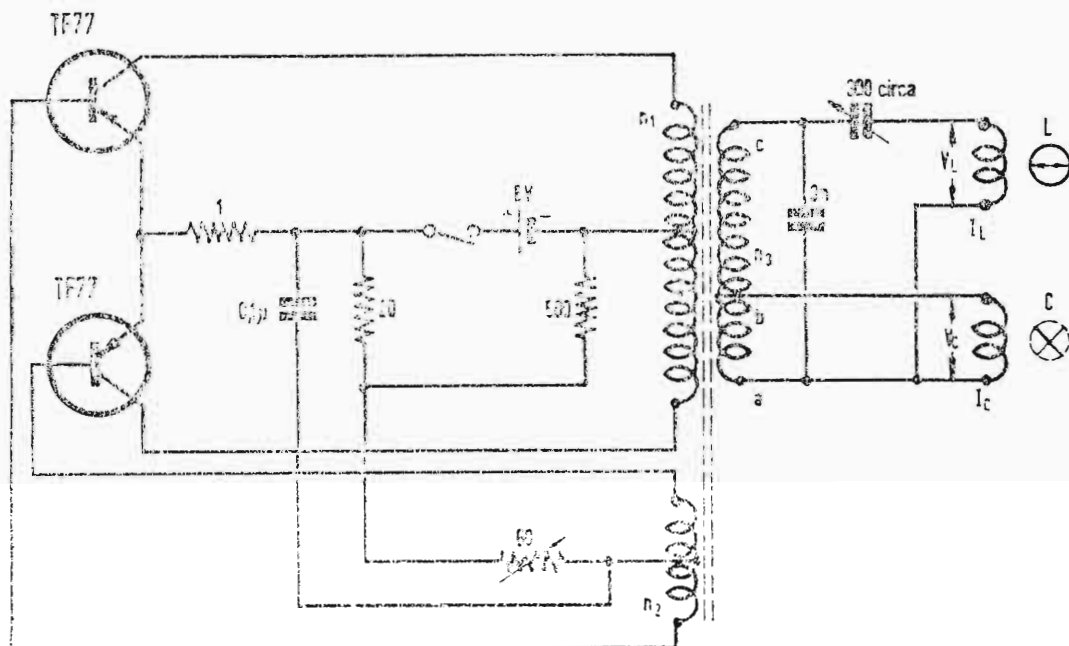



Fig. 10.16. - Oscillatore 50 kHz per magnetofono

10.16. - Nei magnetofoni è generalmente incorporato un oscillatore sinusoidale a frequenza ultra-acustica per la pre-magnetizzazione e cancellazione del nastro.

Lo schema riporta la versione transistorizzata di un oscillatore di questo tipo adatto a quasi tutte le testine magnetiche oggi in uso.

Esso è costituito da un circuito in controfase con due TF77.

Le uscite sono previste per un avvolgimento di cancellazione *C* di circa 1,4 mH ed un avvolgimento di polarizzazione sulla testa di lettura e registrazione *L* di $0{,}3 \div 0{,}5$ H:

$$V_c \simeq 30 \text{ V}_{eff.}$$
$$I_c \simeq 70 \text{ mA}_{eff.}$$
$$V_l \simeq 120 \text{ V}_{eff.}$$
$$I_l \simeq 1{,}6 \text{ mA}_{eff.}$$

Il trasformatore è avvolto su un nucleo in ferrite, ad esempio Philips D14/8, con gli avvolgimenti:

$n_1 = 2 \times 9$ spire rame smaltato ∅ 0,35 mm

$n_2 = 2 \times 5$ spire rame smaltato ∅ 0,35 mm

$n_{3\,ab} = 70$ spire rame smaltato ∅ 0,1 mm

$n_{3\,bc} = 210$ spire rame smaltato ∅ 0,1 mm

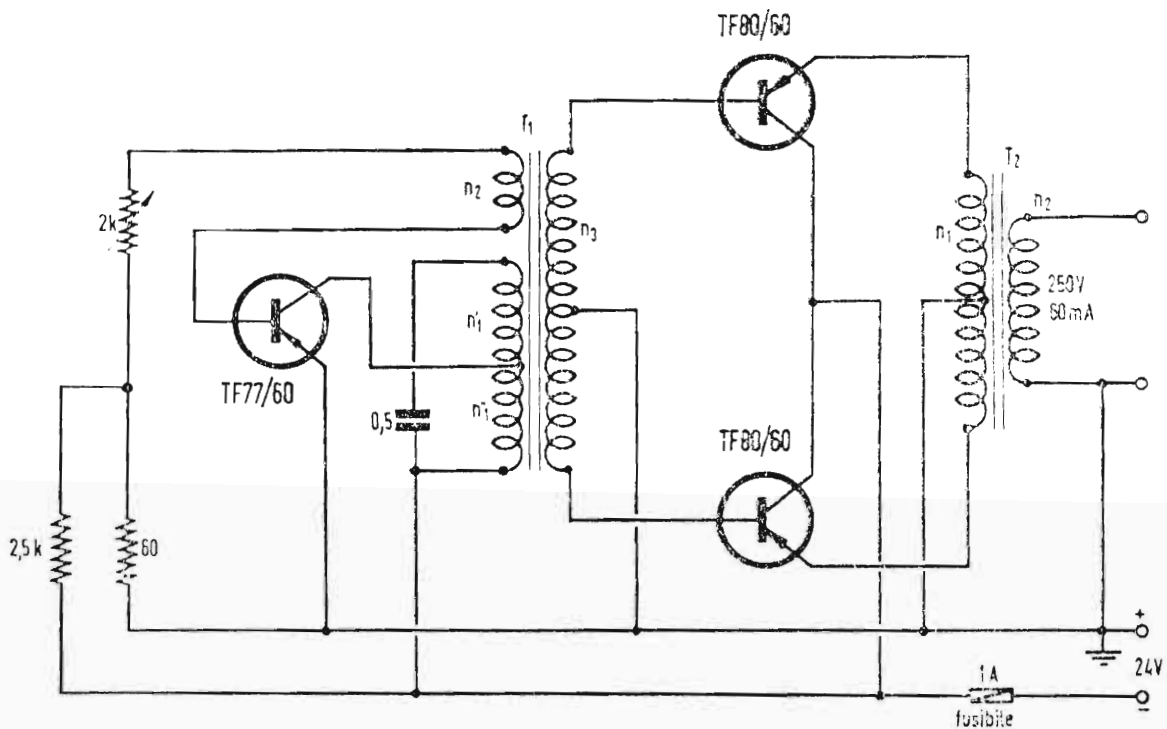



Fig. 10.17. - Oscillatore di potenza 400 Hz.

10.17. - Occorre talvolta una certa potenza a frequenze superiori alla frequenza di rete per l'alimentazione di amplificatori magnetici a risposta rapida, di servomotori e simili dispositivi.

Lo schema rappresenta appunto un generatore a 400 Hz, frequenza molto diffusa in tali applicazioni, capace di fornire fino a 15 W.

I dati dei trasformatori sono i seguenti:

T_1: lamierino tipo Dinamo, 0,35 mm, formato M42 traferro 0,5 mm, lamierini tutti in un senso.

n'_1 = 550 spire rame smaltato ⌀ 0,3 mm
n''_1 = 150 spire rame smaltato ⌀ 0,3 mm
n_2 = 15 spire rame smaltato ⌀ 0,25 mm
n_3 = 2 × 150 spire rame smaltato ⌀ 0,25 mm

T_2: lamierino tipo Dinamo 0,35 mm, formato M65 traferro 0,5 mm, lamierini alternati.

n_1 = 2 × 100 spire rame smaltato ⌀ 0,75 mm
n_2 = 1.600 spire rame smaltato ⌀ 0,25 mm

con uno spessore di carta isolante ogni 400 spire.

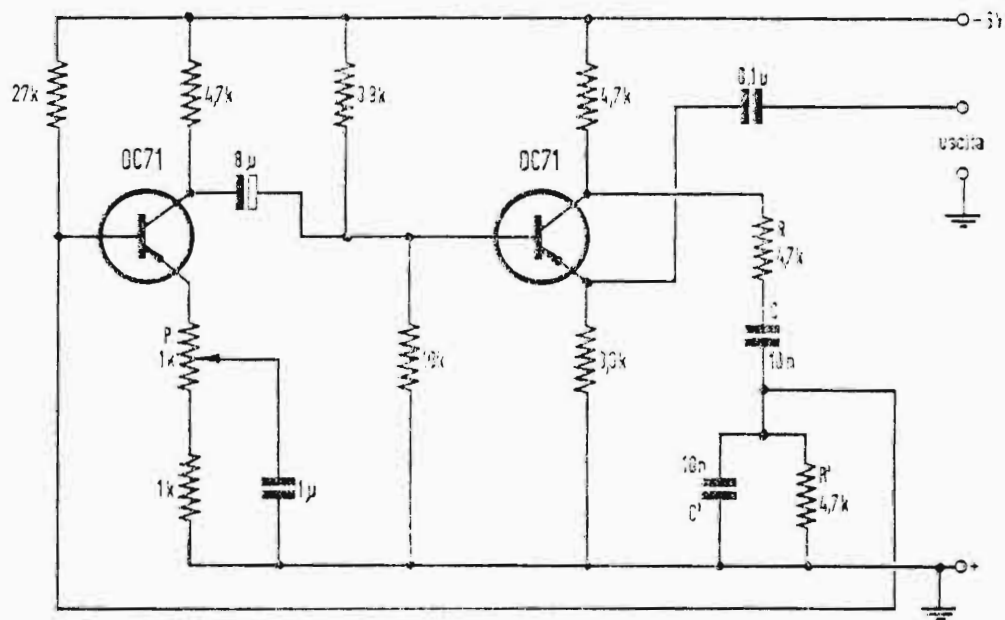



Fig. 10.18. - Oscillatore *R-C* a bassa distorsione.

10.18. - La rete di sfasamento R, C, R', C' presenta un'attenuazione di corrente senza sfasamento di 4 : 1 ad una frequenza

$$f = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 2\pi \cdot RC$$

quando sia $R = R'$, $C = C'$.

A tutte le altre frequenze l'attenuazione è maggiore.

Poichè ciascuno dei due transistori introduce uno sfasamento di 180°, si avrà oscillazione alla frequenza f se il guadagno in corrente complessivo dei due stadi è maggiore di 4.

Il potenziometro P è regolato per la minima distorsione.

La frequenza di oscillazione, con i dati riportati sullo schema è di circa 2,5 kHz.

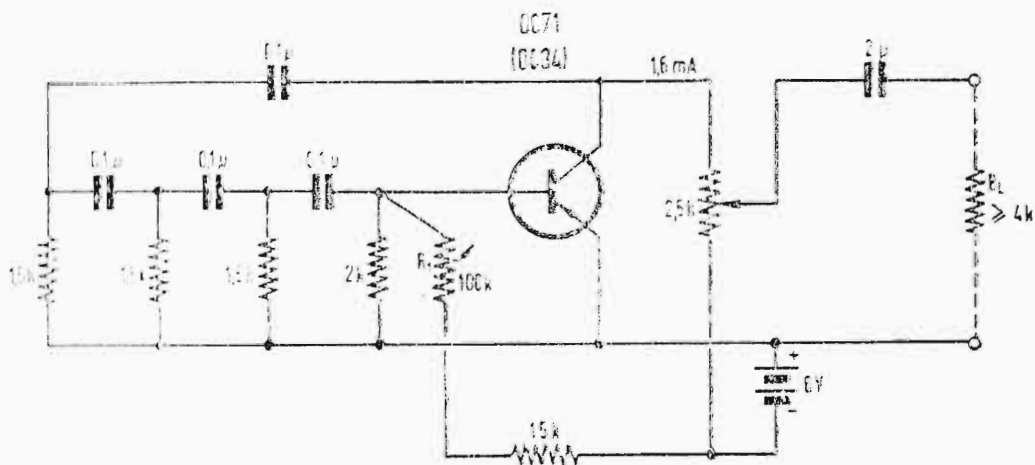



Fig. 10.19. - Oscillatore *R-C* a rete di sfasamento.

10.19. - Questo oscillatore fornisce un'onda sinusoidale molto pura. La frequenza può essere regolata entro il ± 20 % mediante R_1

Tensione di uscita	1,5 V (R_L = 4 kΩ)
Frequenza	1.000 Hz
Potenza di uscita	0,3 mW

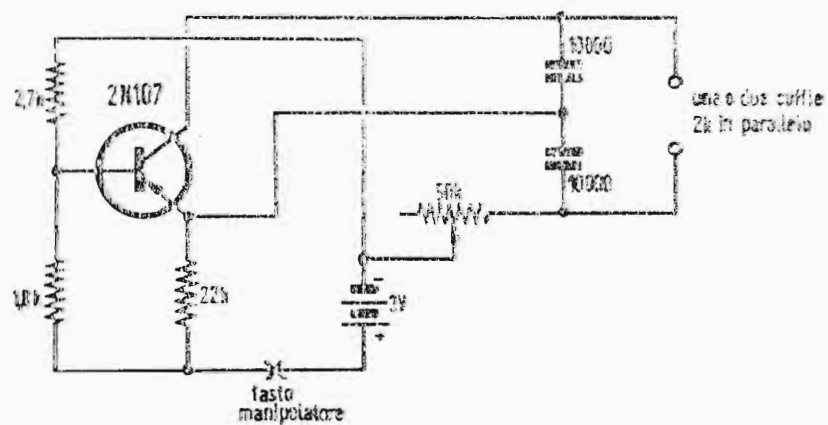



Fig. 10.20. - Oscillofono per pratica di telegrafia.

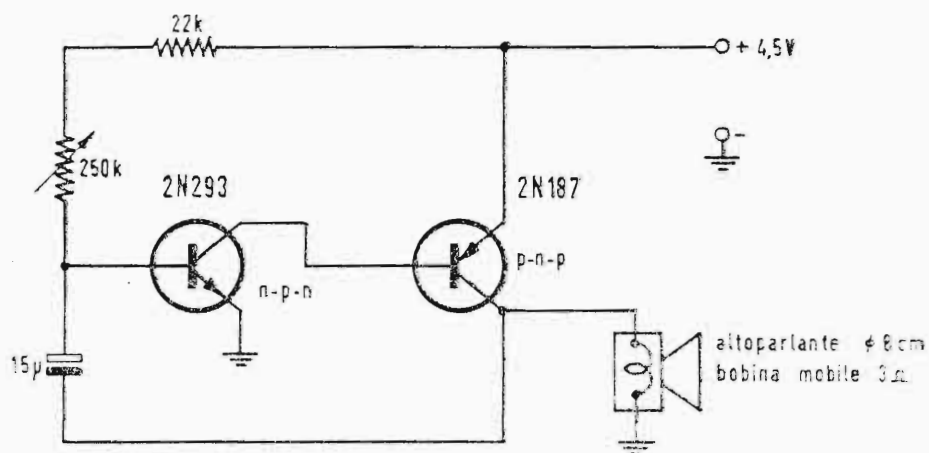



Fig. 10.21. - Metronomo.

10.21. - Si tratta di un circuito bistabile ad oscillazione libera impiegante due transistori *n-p-n* e *p-n-p*. Sulla base del transistore *n-p-n* si genera un dente di sega a causa della carica del condensatore attraverso le due resistenze. La durata di esso è regolabile a mezzo della resistenza variabile e risulta abbastanza indipendente dalle caratteristiche di transistori.

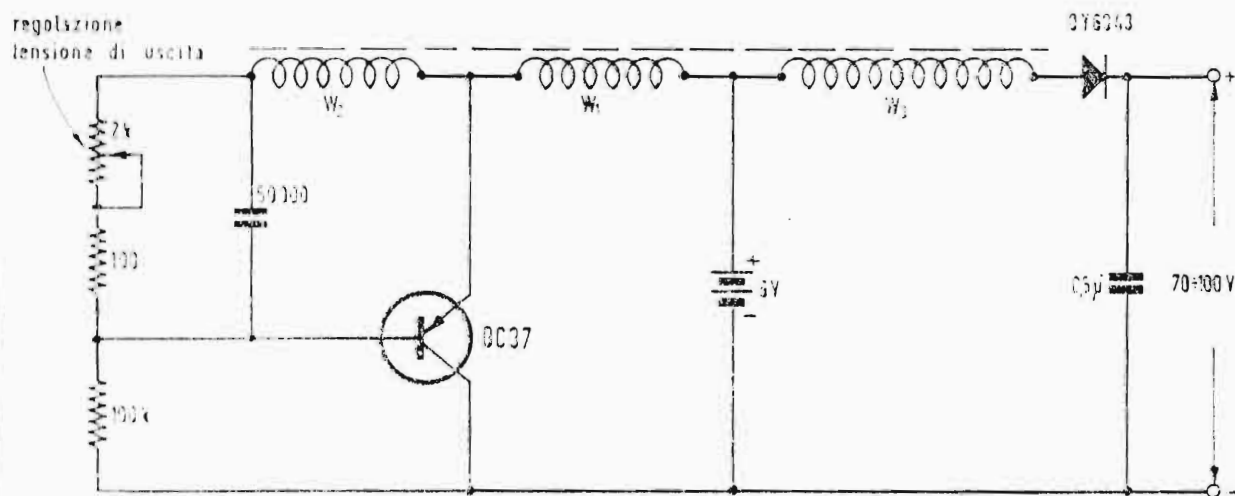



Fig. 10.22. - Convertitore di corrente continua 0,5 W (per l'alimentazione di piccoli ricevitori portatili a valvole).

10.22. -

Tensione di uscite	Resistenza di carico	Rendimento	Potenza di uscita
70 V	20 kΩ	78%	0,245 W
80 V	20 kΩ	77%	0,320 W
100 V	20 kΩ	73%	0,5 W
75 V	15 kΩ	76%	0,375 W

Nucleo chiuso di ferrite, a mantello, tipo Philips D25/16 o D36/22

W_1 = 168 spire filo rame smaltato ∅ 0,3 mm

W_2 = 80 spire filo rame smaltato ∅ 0,3 mm

W_3 = 830 spire filo rame smaltato ∅ 0,1 mm

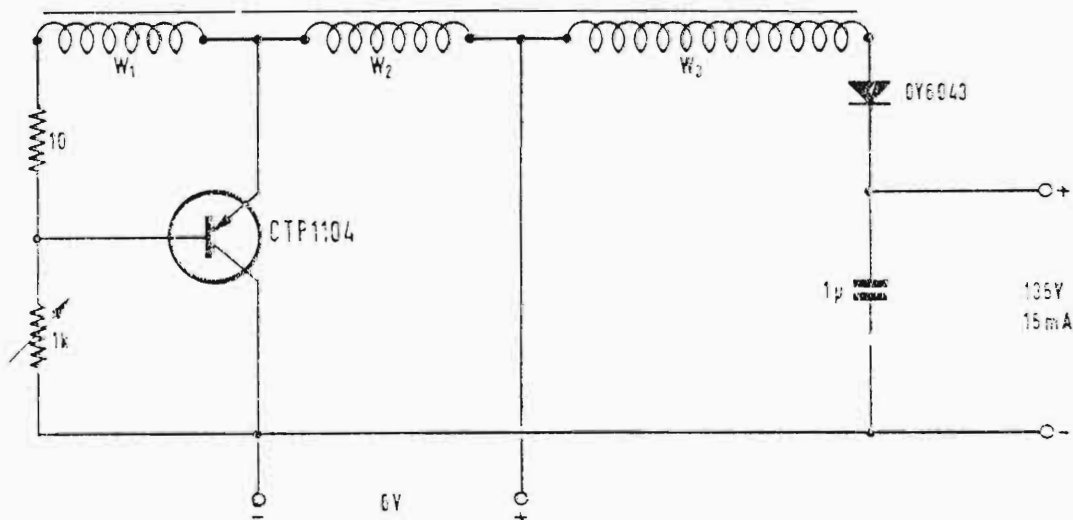



Fig. 10.23. - Convertitore di corrente continua 2 W.

10.23. -

Tensione di uscita	135 V
Tensione di entrata	6 V
Rendimento	58 %

Trasformatore:

Sezione del nucleo circa	2 cm^2
Lamierino al silicio	0,35 mm
Permeabilità relativa	300
Traferro	0,2 mm
Induttanza a vuoto W_2	0,9 mH
Rapporto spire $W_1 : W_2 : W_3$	= 1 : 2 : 11

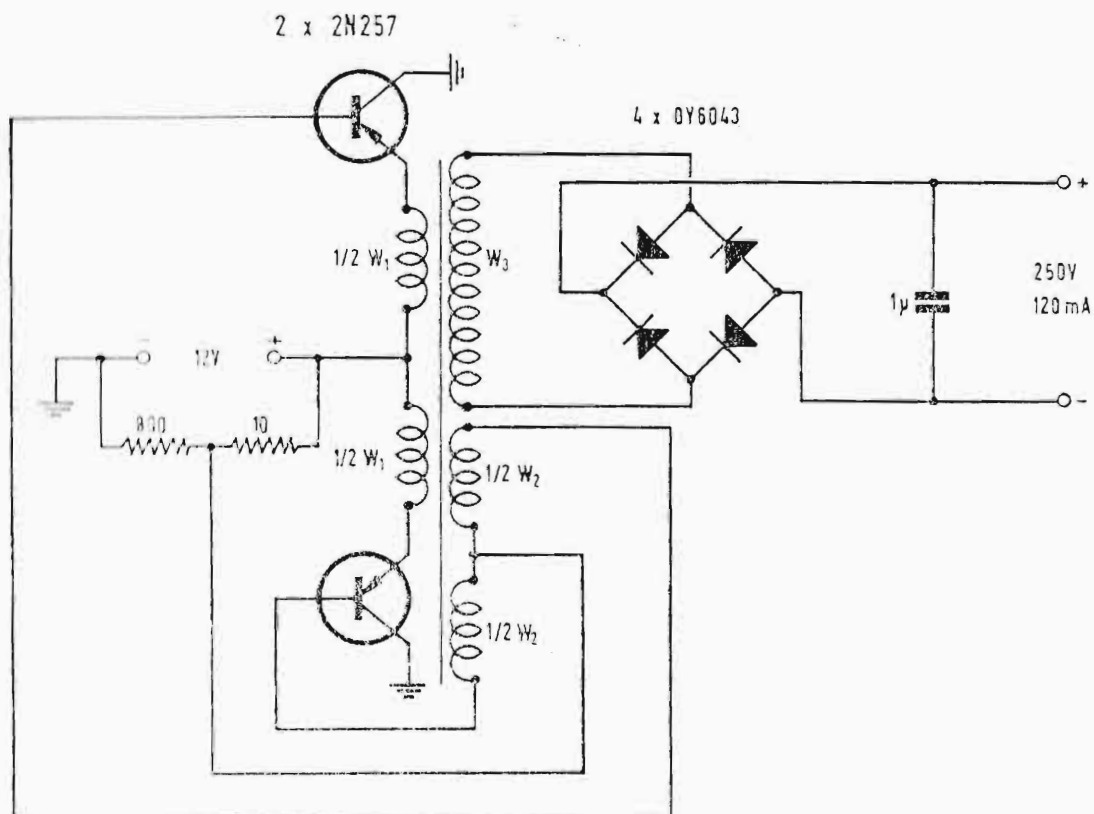



Fig. 10.24. - Convertitore di corrente continua 30 W.

10.24. - Se il convertitore non funziona, interrompere subito l'alimentazione ed invertire fra loro i due mezzi avvolgimenti W_3.

Tensione di uscita	250 V
Tensione d'ingresso	12 V
Rendimento	70%

Trasformatore:

Sezione del nucleo circa	4 cm²
Lamierino al silicio	0,35 mm
Permeabilità relativa	2.000
Traferro	0,2 mm

Induttanza a vuoto di $W_1 = 2{,}2$ mH

Rapporto spire $W_1 : W_2 : W_3 = 1 : 1{,}6 : 15$

W_1 e W_2 a presa centrale, con avvolgimento bifilare.

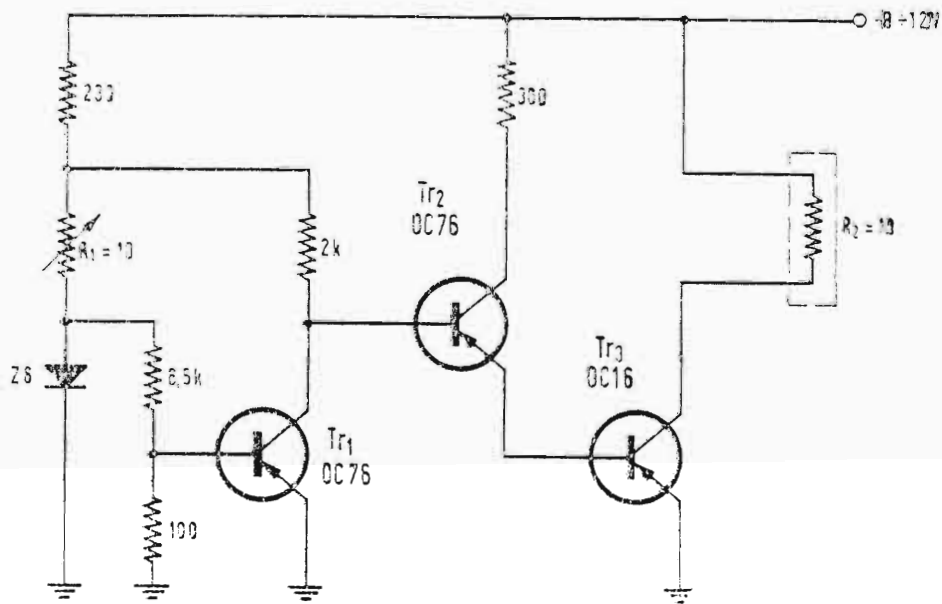



Fig. 10.25. - Termostato a regolazione continua (per quarzi, piccoli bagni chimici, ecc.).

10.25. - La variazione della corrente di base di un transistore a causa della temperatura può essere sfruttata per costruire un termostato.

Il transistore Tr_1 rappresenta l'elemento sensibile alla temperatura, il quale pilota un amplificatore di corrente costituito da Tr_2 e Tr_3.

Nel circuito di collettore di Tr_3 è inserita la resistenza di riscaldamento R_2 da 10 Ω, che può essere costituita da una normale resistenza a filo smaltato.

R_1 determina la temperatura alla quale tutto il sistema si stabilizza, e che viene quindi mantenuta costante entro $\pm$ 0,25 °C circa.

Il diodo Zener compensa le fluttuazioni della tensione di alimentazione. Senza questa compensazione la temperatura di equilibrio dipenderebbe dal valore della tensione di alimentazione. Tutti i componenti del circuito possono essere montati all'interno dell'ambiente termostatizzato.

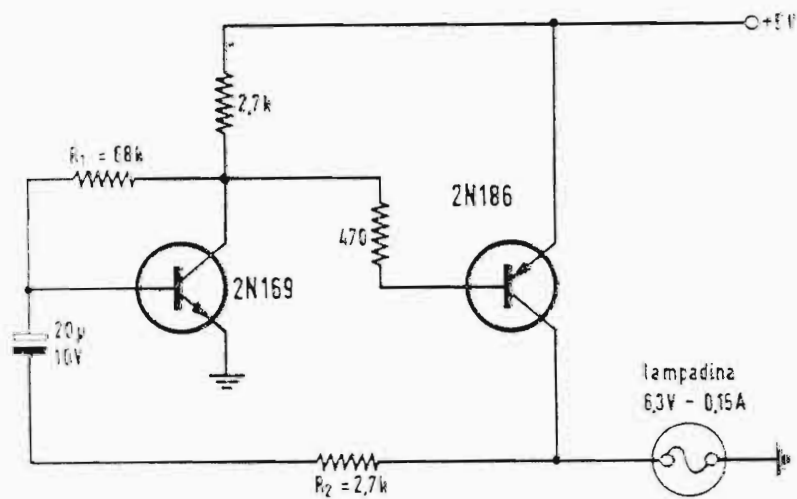



Fig. 10.26. - Lampeggiatore.

10.26. - Le caratteristiche sono le seguenti:

— circa 60 lampeggiamenti per minuto primo;

— la lampadina rimane accesa per circa il 20% del periodo;

— R_1 varia la frequenza di ripetizione;

— R_2 varia la durata di accensione della lampadina.

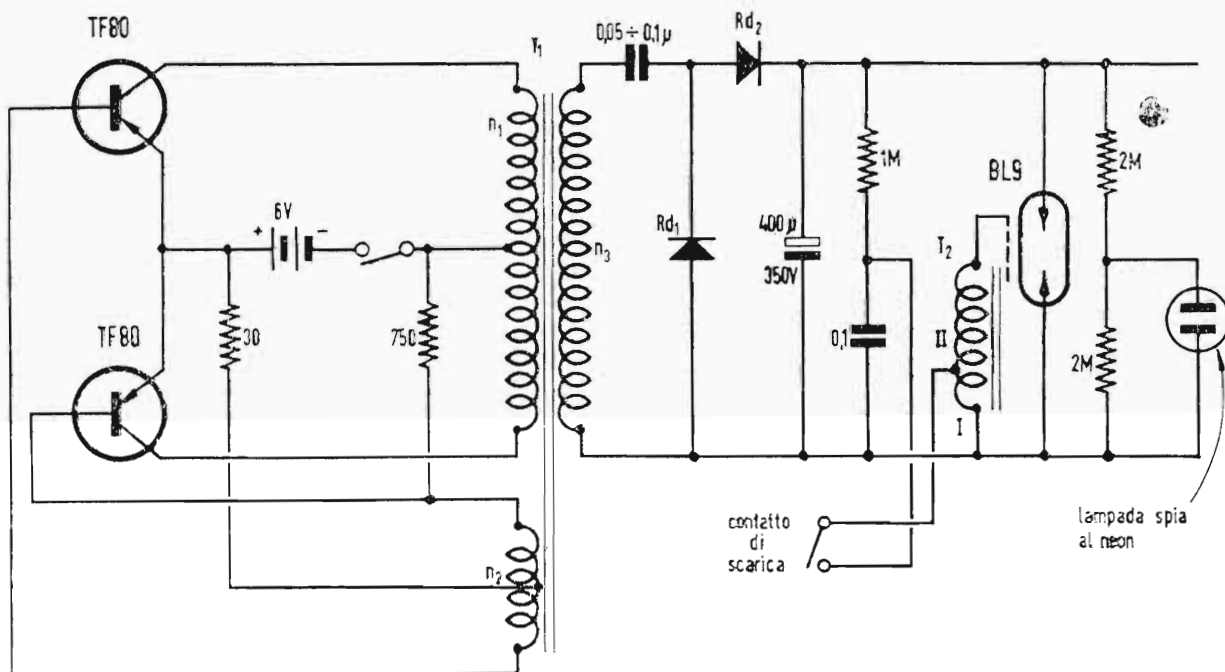



Fig. 10.27. - Flash elettronico per fotografia.

10.27. - Questo circuito riporta un'applicazione un po' particolare di un convertitore a transistori della potenza di 10 W.
La frequenza di oscillazione è dell'ordine di 250 Hz.

T_1 : lamierino tipo Dinamo 0,35 mm, senza traferro, formato M24:

$n_1 = 2 \times 35$ spire rame smaltato ∅ 0,9 mm

$n_2 = 2 \times 15$ spire rame smaltato ∅ 0,35 mm

$n_3 =$ 1.620 spire rame smaltato ∅ 0,12 mm

T_2 : trasformatore di innesco:

Nucleo in ferrite

I = 35 spire rame smaltato ∅ 0,4 mm

II = 1.000 spire rame smaltato ∅ 0,07 mm

Rd_1 - Rd_2 = Raddrizzatori SSF V250 C40 Siemens.

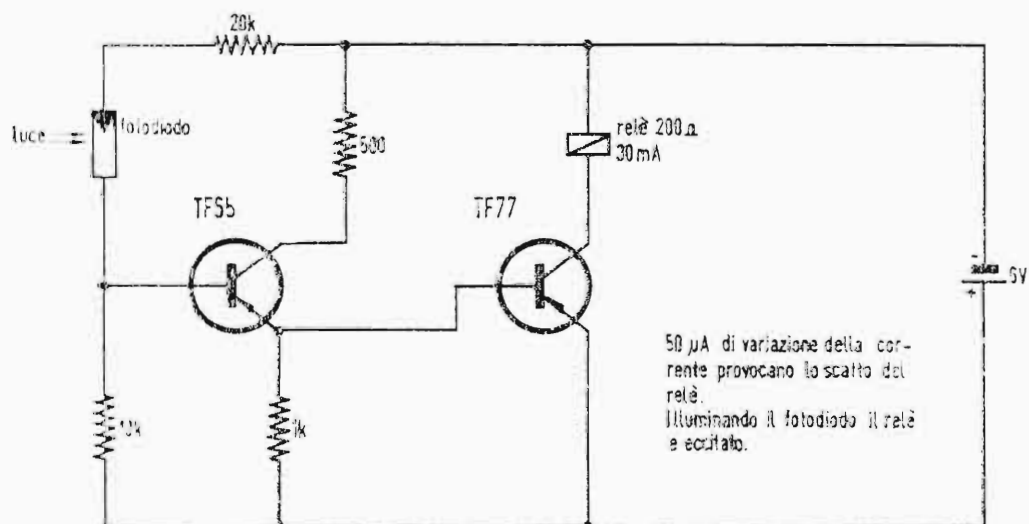



Fig. 10.28. - Relé fotoelettrico.

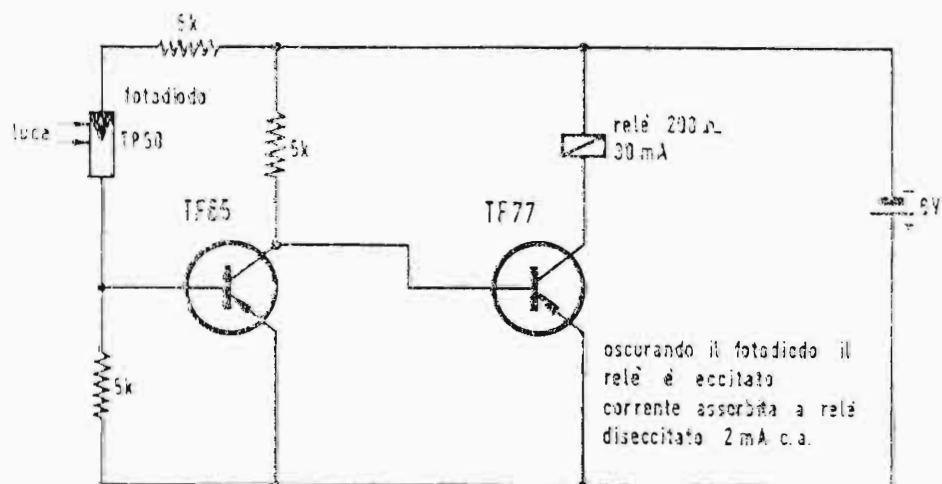



Fig. 10.29. - Altro relé fotoelettrico.

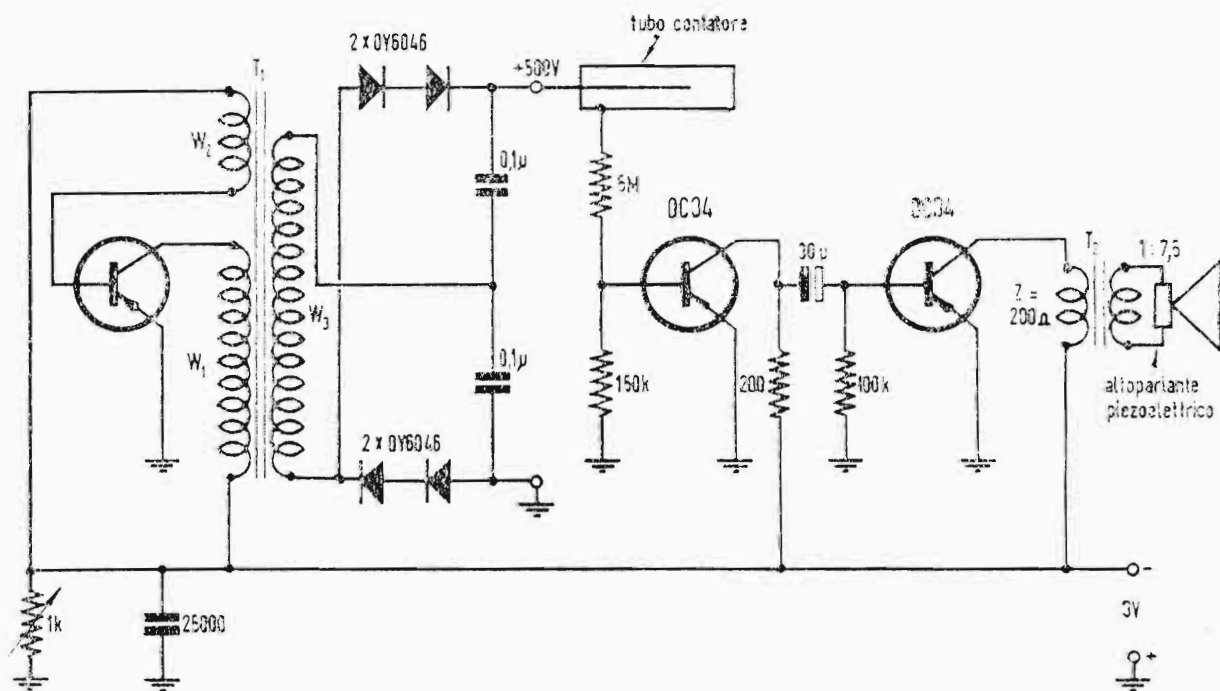



Fig. 10.30. - Contatore di Geiger-Müller (applicazione di un convèrtitore di corrente continua).

10.30. - T_1 : — Sezione del nucleo circa 0,5 cm²

— Lamierino al silicio 0,35 mm

— Permeabilità relativa 2.000

— Induttanza di W_2 a vuoto = 50 mH

— Rapporto spire $W_1 : W_2 : W_3$ = 1 : 0,35 : 24.

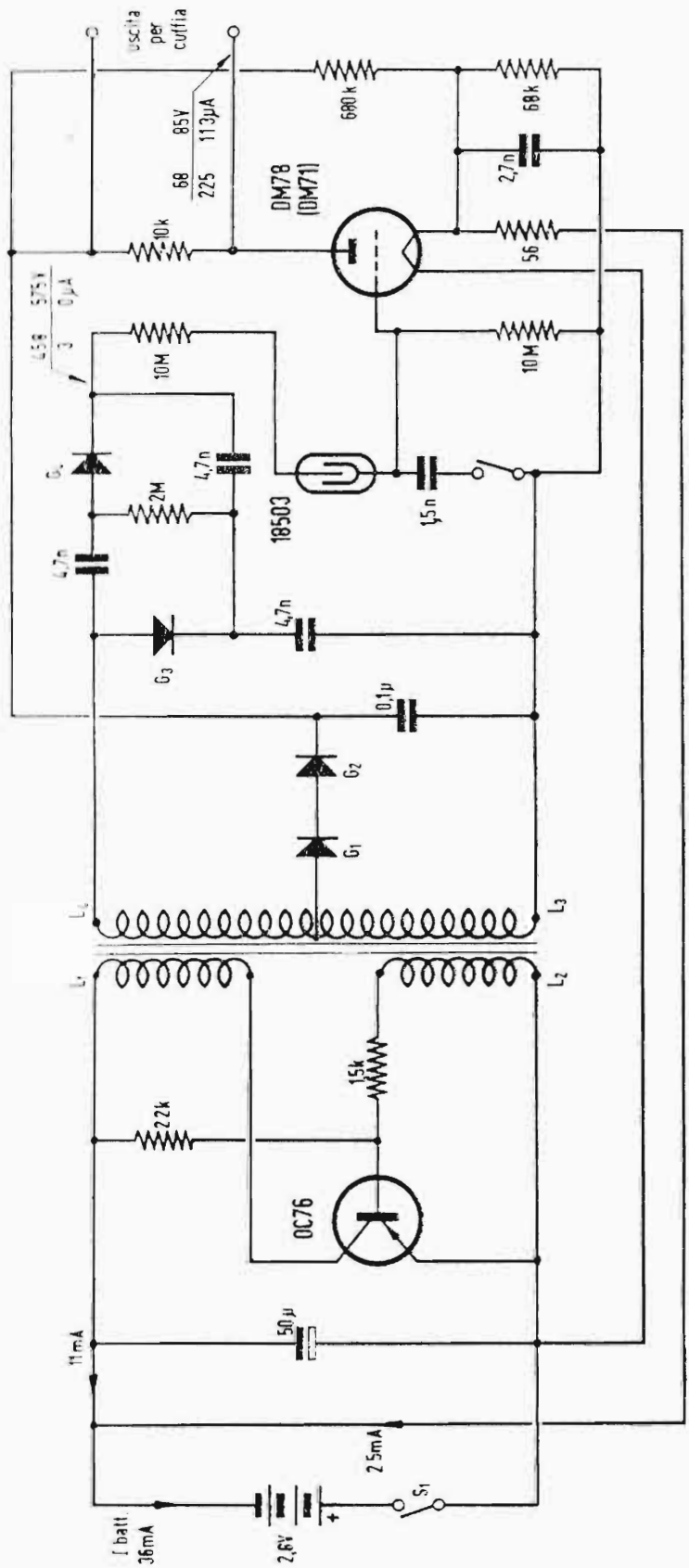



Fig. 10.31. - Altro misuratore di radiazioni.

10.31. - Questo apparecchio è destinato all'uso mobile, ed impiega un tubo rivelatore Geiger-Müller tipo 18503 (Philips).

Sullo schema è prevista una indicazione ottica, ottenuta a mezzo di un occhio magico DM70 ovvero DM71, per il conteggio degli impulsi. È possibile però inserire anche una cuffia per avere un'indicazione acustica.

L'alta tensione richiesta dal tubo contatore e la tensione anodica per l'occhio magico sono ottenute da un invertititore a transistori. Il consumo totale, con una tensione di alimentazione di 2,8 V è di circa 0,1 W.

Tutto l'apparecchio è montato in un involucro di circa 18 × 6 × 3 cm, e pesa 350 g, compresi i due elementi da 1,5 V.

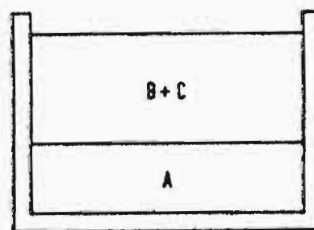
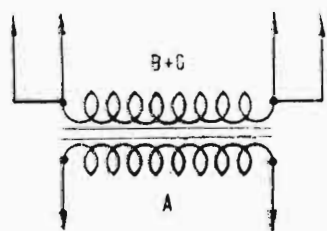
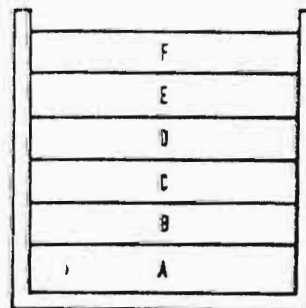
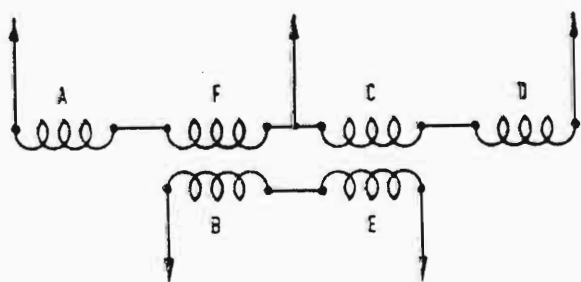
Trasformatore:

Nucleo di Ferroxcube tipo D25/16 Philips, o simile, senza traferro.

L_1 = 155 spire ∅ 0,3 L_3 = 1850 spire ∅ 0,06

L_2 = 35 spire ∅ 0,1 L_4 = 700 spire ∅ 0,06

10.3 Amplificatore per giradischi — Vedere a pag. 142.

Dati di avvolgimento dei trasformatori:

T_1:
Primario: A-1925 spire filo rame ∅ 0,12 mm
Secondario: B, C - ciascuno 550 spire filo rame ∅ 0,30 mm avvolto bifilare
Nucleo M42, lamierini 0,35 mm senzatraferro.

T_2:
Primario: A, F, C, D - ciascuno 79 spire filo rame ∅ 0,40 mm
Secondario: B, E - ciascuno 32 spire filo rame ∅ 0,80 mm
Nucleo M42, lamierini 0,35 mm senza traferro

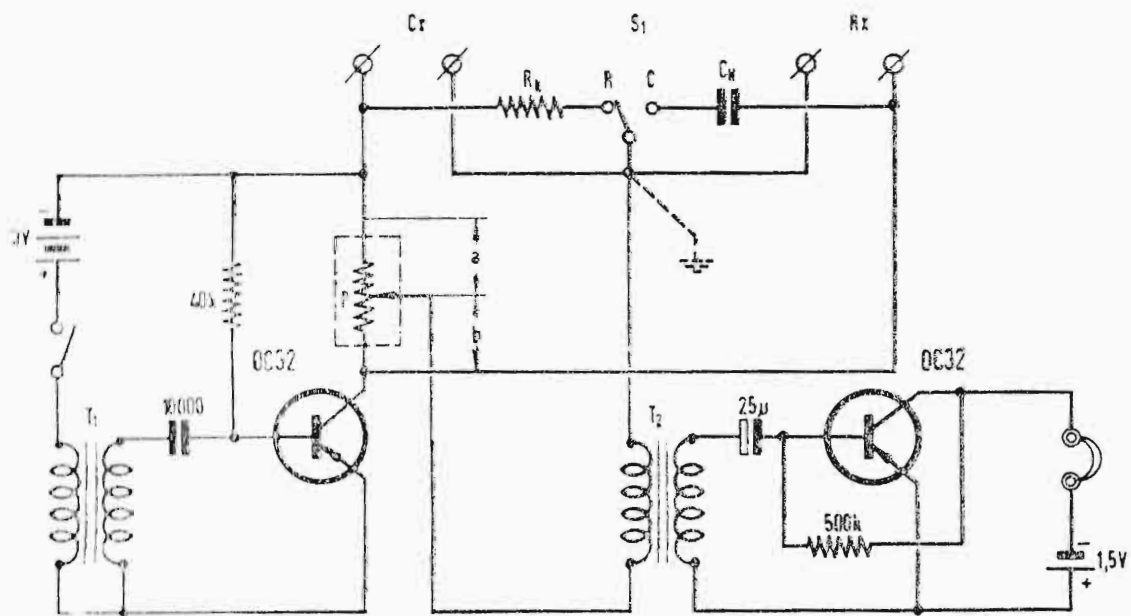



Fig. 10.32. - Ponte di misura per resistenza e capacità.

10.32. - È costituito da un generatore di bassa frequenza (OC32, T_1) e da un amplificatore a bassa frequenza (OC32, T_2) per aumentare la sensibilità dello zero del ponte di Wheatstone. P è il potenziometro a filo del ponte, graduato in rapporti di resistenza fra i due bracci a, b, con una resistenza dell'ordine di qualche migliaio di ohm.

R_x e C_x sono i morsetti a cui va collegata la resistenza o la capacità incognita.

R_n e C_n sono gli elementi noti, eventualmente in numero maggiore, inseribili mediante un commutatore. Ad azzeramento effettuato, se

$$K = \frac{b}{a}$$

$$R_x = K \cdot R_n \quad \text{ovvero} \quad C_x = K \cdot C_n \, .$$

(Il commutatore S_1 permette di usare la stessa graduazione in rapporti

$K = \frac{b}{a}$ sia per condensatori che resistenze).

I valori di R_n e C_n vanno scelti tenendo presente che con un potenziometro P del tipo rotativo sono utilizzabili rapporti K estremi di 0,1 e 10, per mantenere una conveniente facilità di lettura su tutta la scala.

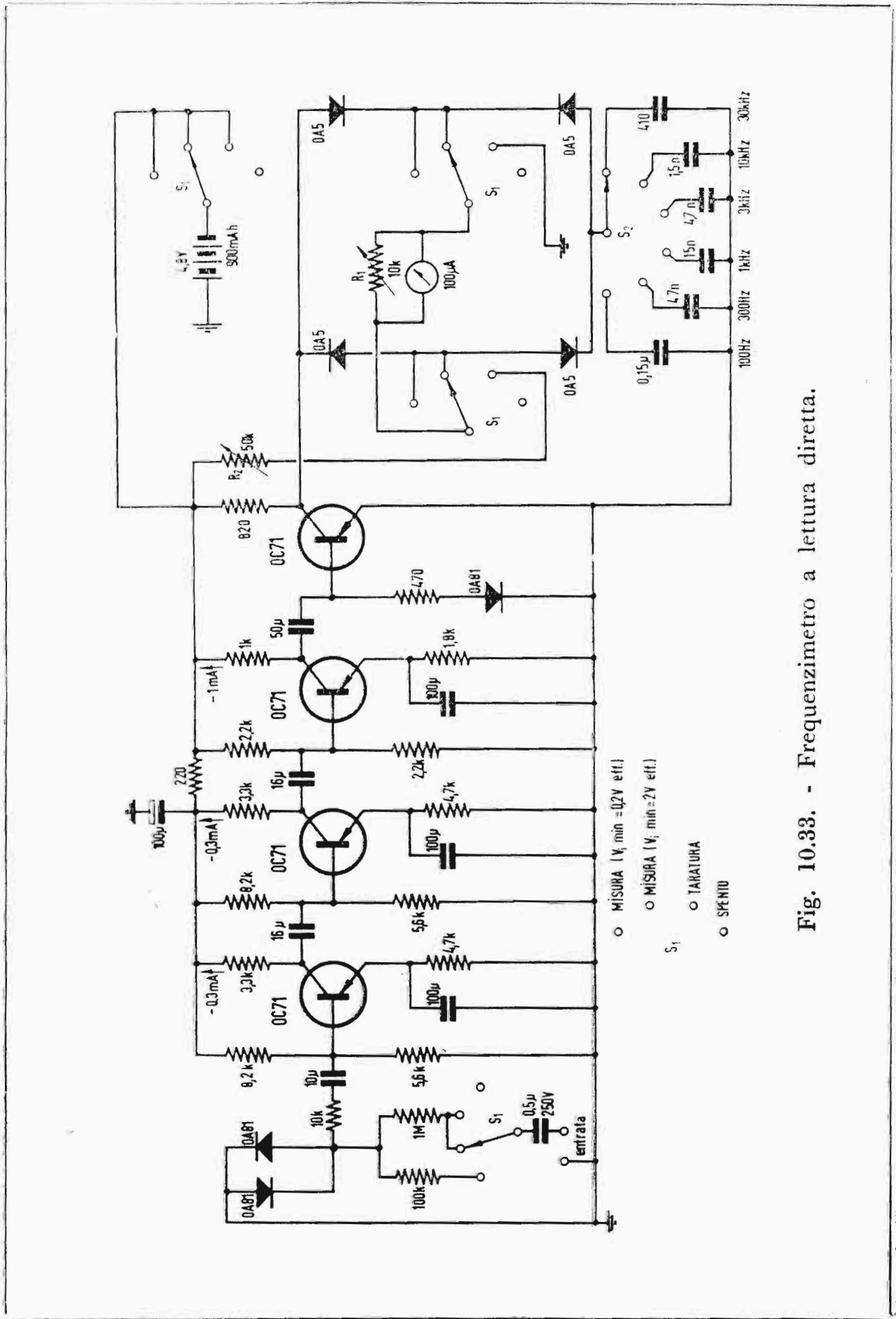



Fig. 10.33. - Frequenzimetro a lettura diretta.

10.33. - Qualunque sia la forma dei segnali all'ingresso, l'amplificatore distorcente a quattro transistori, fornisce un'uscita a onda quadra di ampiezza costante.

Dopo raddrizzamento l'onda quadra carica un condensatore che fa parte di un circuito con costante di tempo molto ridotta. Uno strumento misura la corrente media di carica del condensatore, che risulta l'integrale di impulsi di corrente sempre della medesima ampiezza, ma con frequenza uguale al doppio della frequenza d'ingresso (a causa del raddrizzamento delle due semionde). La corrente media è pertanto proporzionale alla frequenza in ingresso. La scala dello strumento può essere tarata direttamente in frequenza in maniera lineare.

R_2 è una resistenza semifissa di taratura all'atto della costruzione, R_1 è una resistenza variabile con comando a manopola per la taratura precedente ogni misura.

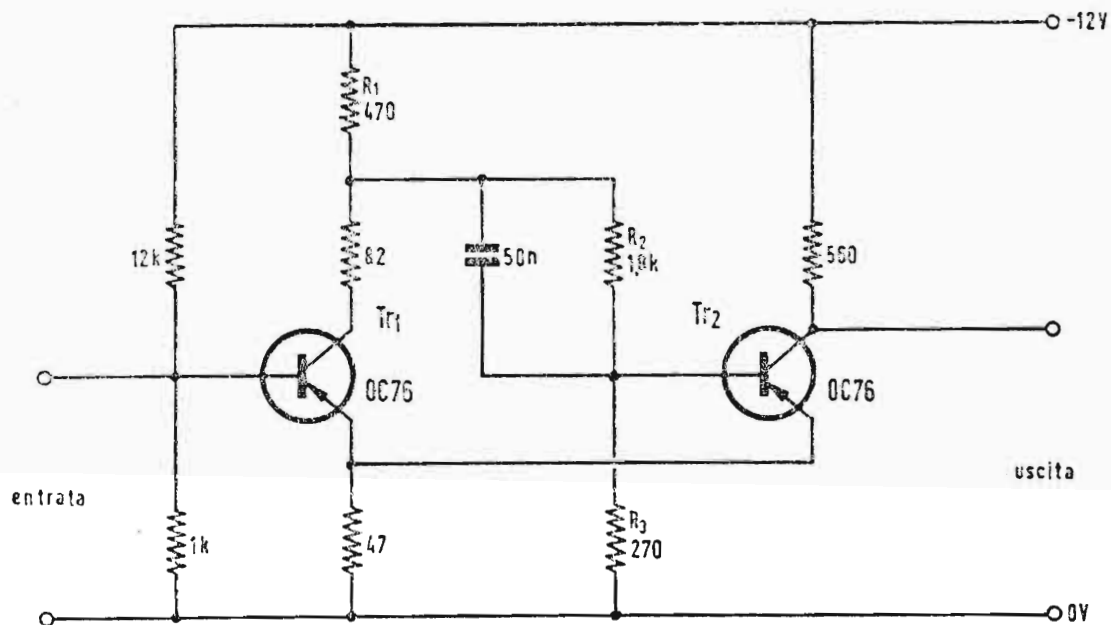



Fig. 10.34. - Trigger di Schmitt.

19,34. - Il trigger di Schmitt realizzato anche con tubi elettronici appartiene alla classe dei circuiti bistabili.

Immaginiamo che la tensione di ingresso sia zero. Il cuircuito si trova in una delle due condizioni di funzionamento stabili, e precisamente quella corrispondente a Tr_1 interdetto e Tr_2 in conduzione.

Se ora si applica una tensione all'ingresso, crescente verso valori negativi, nulla accade fino ad un determinato valore di essa, che dipende dalle costanti del circuito. Quando questo valore è raggiunto, anche se con lenta variazione, si ha la commutazione rapidissima del circuito nella seconda posizione stabile (Tr_1 in conduzione e Tr_2 interdetto). Se la tensione all'ingresso continua a crescere, il circuito non reagisce. Se ora si diminuisce questa tensione, quando essa ripassa all'incirca per lo stesso valore critico già visto, il circuito commuta nuovamente, ritornando nella posizione originaria. In altre parole esiste un livello caratteristico di tensione (o, se si preferisce, di corrente) all'ingresso: tensioni (o correnti) inferiori a questo valore mantengono il circuito in uno dei due stati stabili di funzionamento, tensioni (o correnti) superiori mantentono il circuito nell'altro stato stabile.

Nel circuito indicato il livello critico di tensione è dell'ordine di 3,4 V per tensioni crescenti da zero verso valori negativi, e di 3,6 V per tensioni più negative decrescenti verso zero. Variando alcuni elementi (in specie R_1, R_2, R_3) si possono sia portare a coincidenza i due valori critici sia allontanarli maggiormente.

Le applicazioni di questo circuito sono numerose: discriminatore di ampiezza, squadratore, amplificatore per relé a fotocellula, ecc.

Il tempo di commutazione è dell'ordine di qualche microsecondo, qualunque sia la velocità di variazione della tensione all'ingresso.

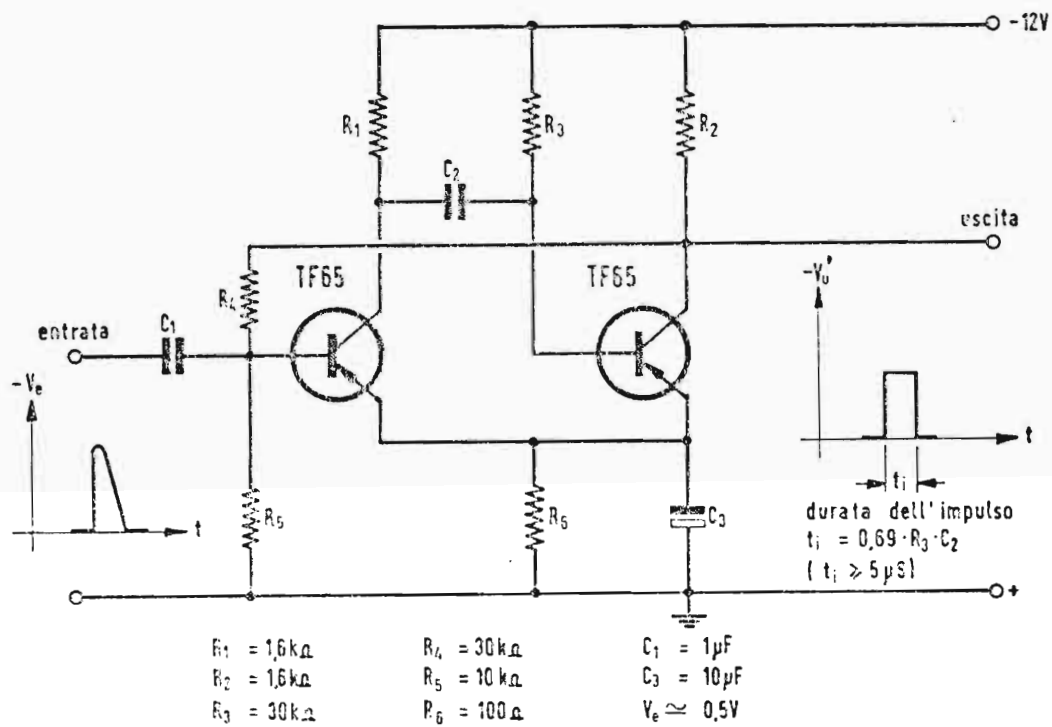
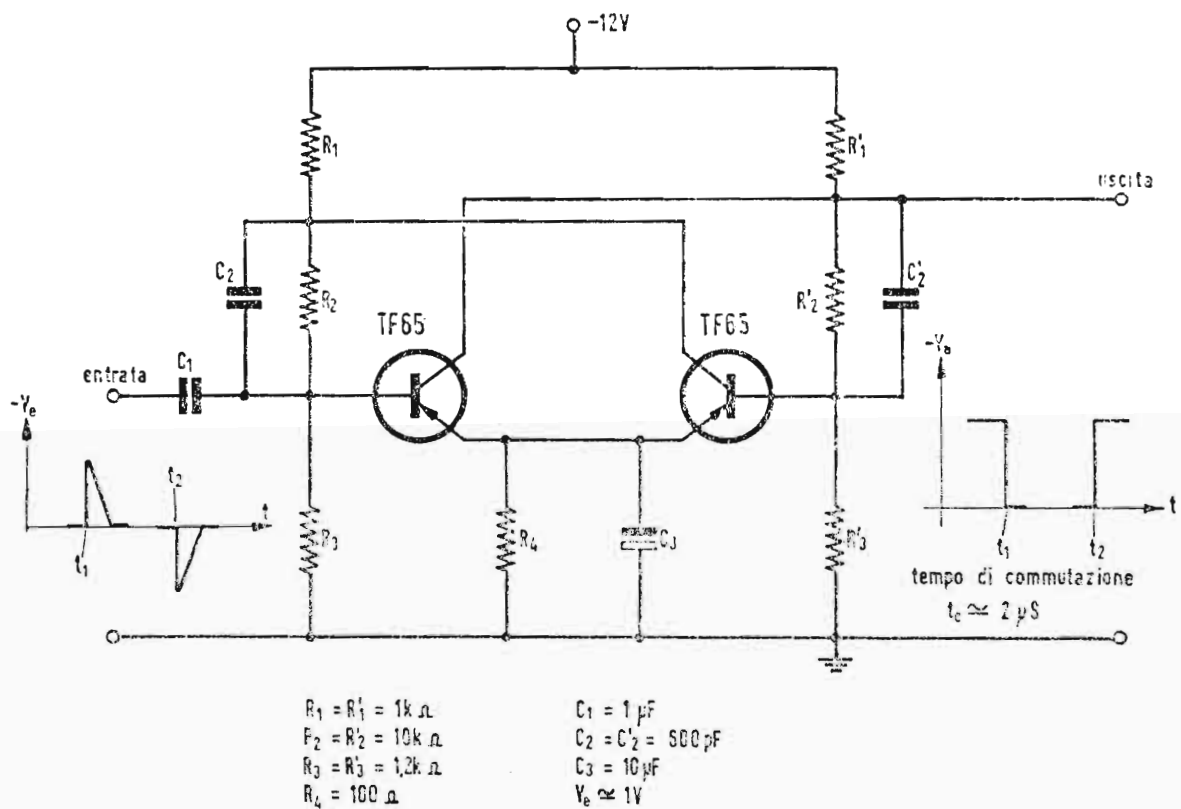



Fig. 10.35. - Multivibratore monostabile.

Fgi 10.36. - Multivibratore bistabile (flip-flop).

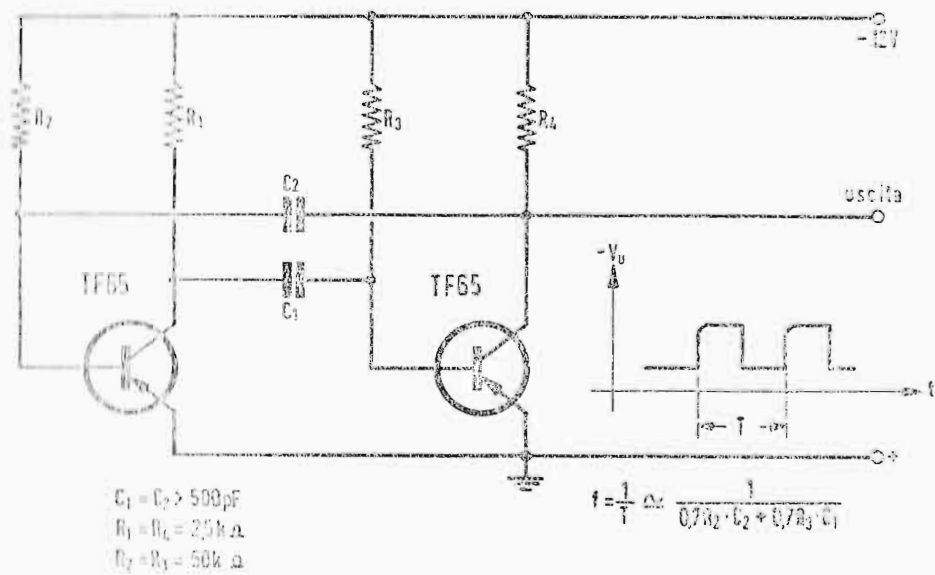



Fig. 10.37. - Multivibratore libero.

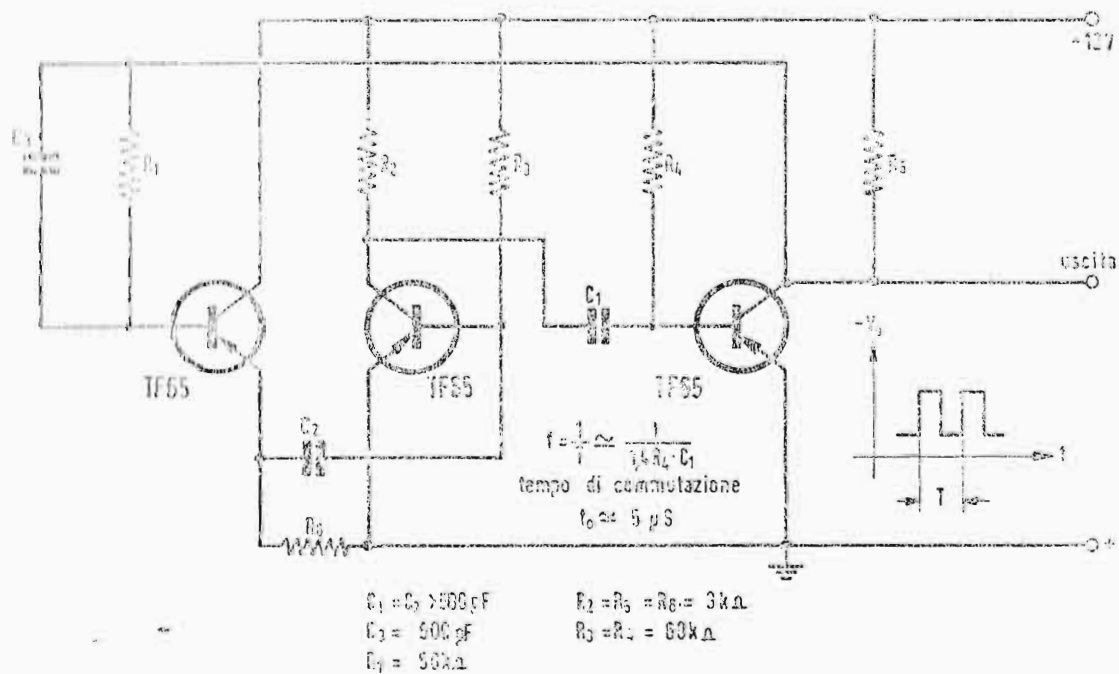



Fig. 10.38. - Multivibratore libero con onda a fianchi ripidi.

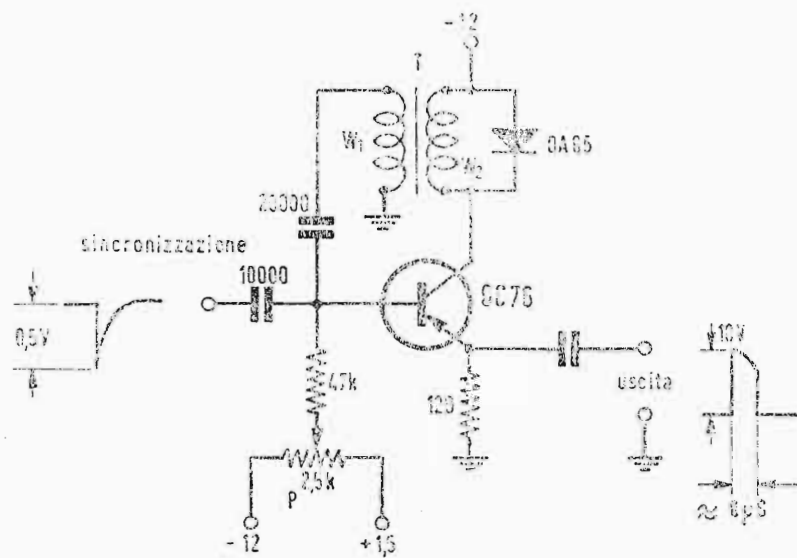



Fig. 10.39. - Oscillatore bloccato.

10.39. - T : Trasformatore 1 : 1

— nucleo Ferroxcube Philips D25/16

— traferro 0,2 mm

— W_1 e W_2 40 spire filo rame 0,2 mm.

Variando la polarizzazione mediante P, il circuito può esser fatto astabile o monostabile.

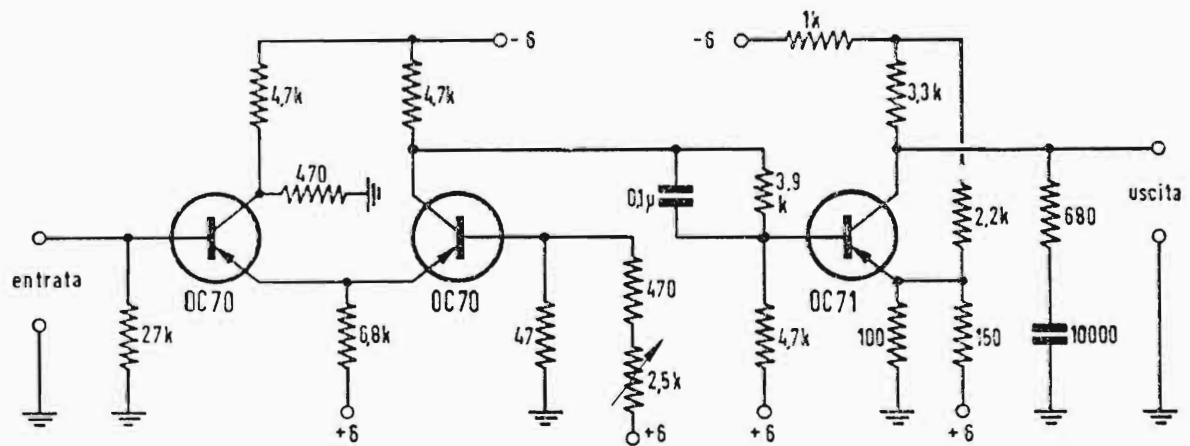



Fig. 10.40. - Amplificatore a corrente continua.

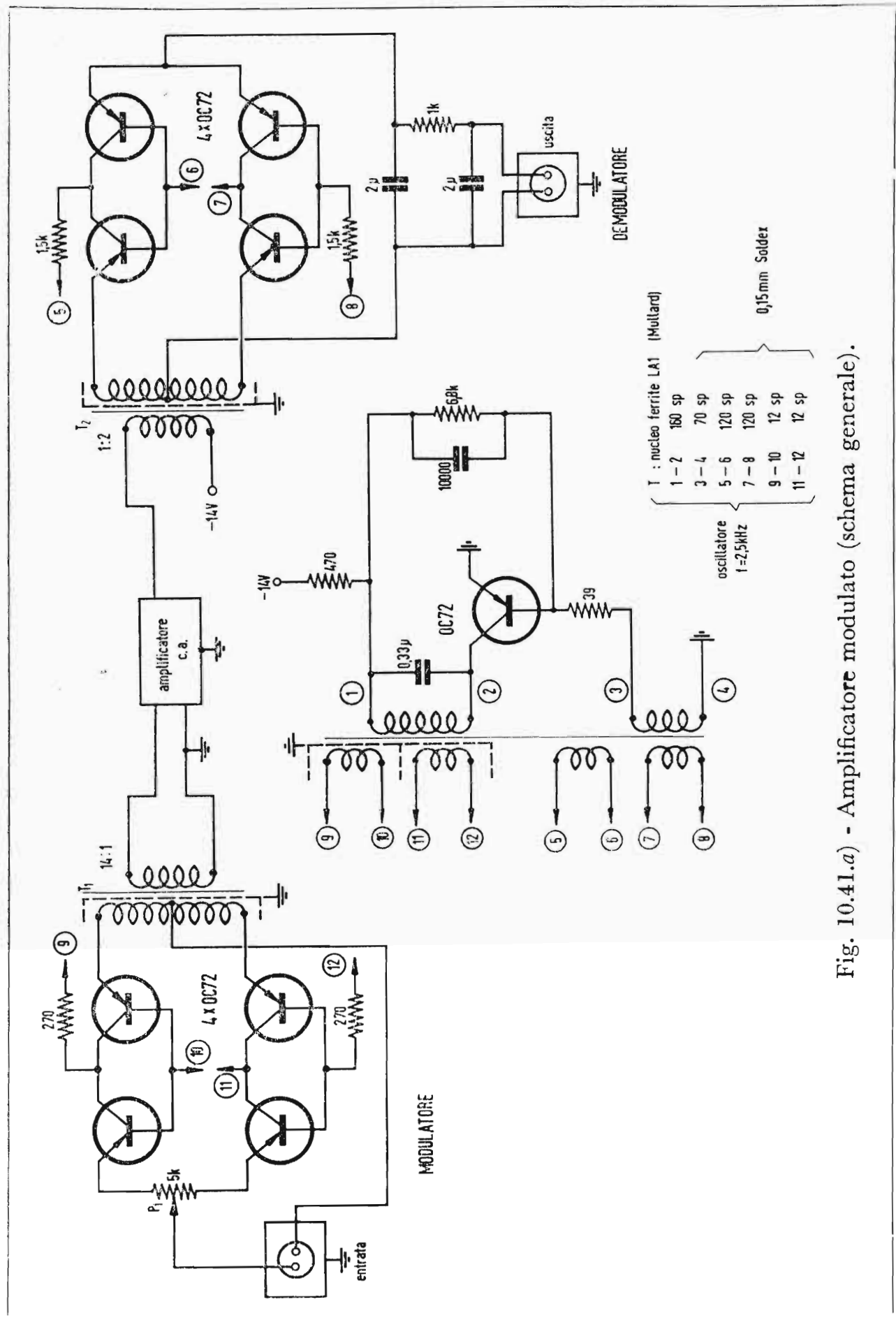



Fig. 10.41.*a*) - Amplificatore modulato (schema generale).

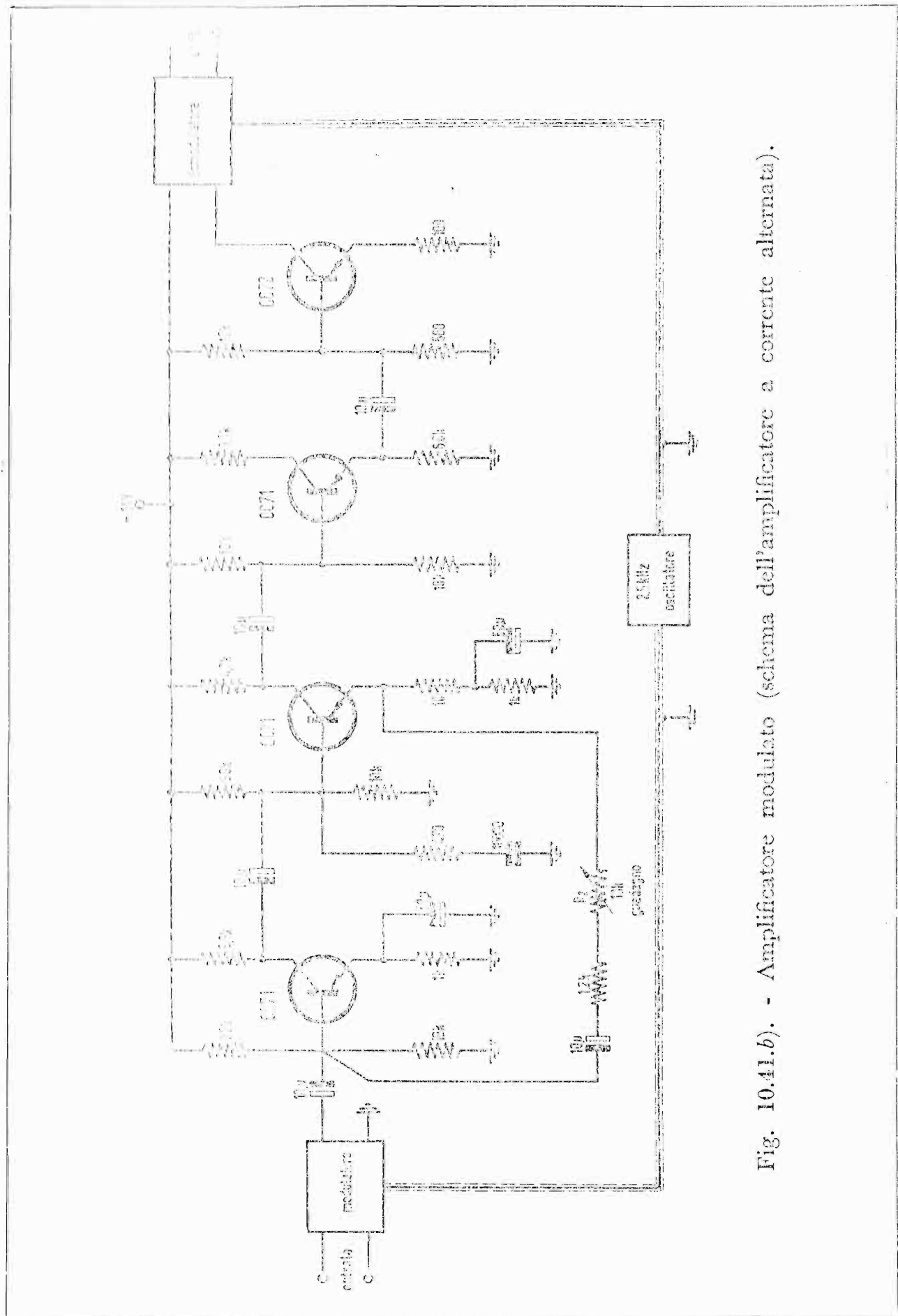



Fig. 10.41.*b*). - Amplificatore modulato (schema dell'amplificatore a corrente alternata).

10.41. - È possibile ridurre la deriva di un amplificatore a transistori per corrente continua realizzando un amplificatore ad onda portante modulata.

In questo tipo di amplificatore (come già abbiamo visto al Cap. VII) il segnale a corrente continua è convertito in un segnale a corrente alternata di ampiezza proporzionale. Il nuovo segnale è quindi amplificato, senza gli inconvenienti dell'amplificazione della corrente continua, ed in seguito raddrizzato per fornire un'uscita nuovamente in corrente continua.

La conversione avviene in un circuito comprendente quattro transistori OC72, impiegati due a due, come interruttori, altenativamente chiusi e aperti. Con questa disposizione si ha la migliore compensazione della deriva di temperatura.

Il segnale modulato amplificato è rettificato a mezzo di un raddrizzatore sincrono che permette una uscita bipolare e che funziona allo stesso modo del modulatore d'entrata.

Un oscillatore a circa 2,5 kHz alimenta sia il modulatore che il demodulatore.

La risposta di frequenza di un amplificatore modulato è forzatamente limitata a circa il 5 ÷ 10 % della frequenza di modulazione, a causa specialmente della necessità di inserire un filtro sull'uscita per attenuare la componente alternativa ad un valore accettabile.

Il potenziometro P_1 compensa eventuali assimmetrie del modulatore e del trasformatore di entrata T_1. Sia all'entrata che all'uscita si può collegare a terra uno qualunque dei due morsetti.

Il potenziometro R_2 varia il guadagno dell'amplificatore di un rapporto pari a circa 4 : 1, variando il grado di controreazione dei primi due stadi dell'amplificatore a corrente alternata.

Il t rzo stadio (adattatore) ed il quarto (finale) sono separatamente controreazionati.

È possibile, con un metodo che varia a seconda del tipo di circuito in cui l'amplificatore è inserito, effettuare una controreazione globale in corrente continua fra uscita ed entrata.

Le specificazioni dell'amplificatore di fig. 10.41. sono le seguenti:

— Controllo di guadagno al massimo (10 kΩ interamente inseriti).

— Alimentazione: — 14 V a 15 mA.

— Componente alternativa all'uscita: < 4 mV.

— Amplificazione di tensione: × 5.000.

— Resistenza d'entrata 20 kΩ.

— Resistenza di uscita 4,5 kΩ

— Tensione massima di uscita: ± 10 V.

— Risposta di frequenza:

Costante da zero a 100 Hz;

— 3 dB a 150 Hz.

— Deriva riferita all'entrata in corto circuito:

± 10 μ V per una variazione del ± 10 % della tensione di alimentazione; ± 5 μV per una variazione della temperatura ambiente (20 °C circa) di ± 10 °C.

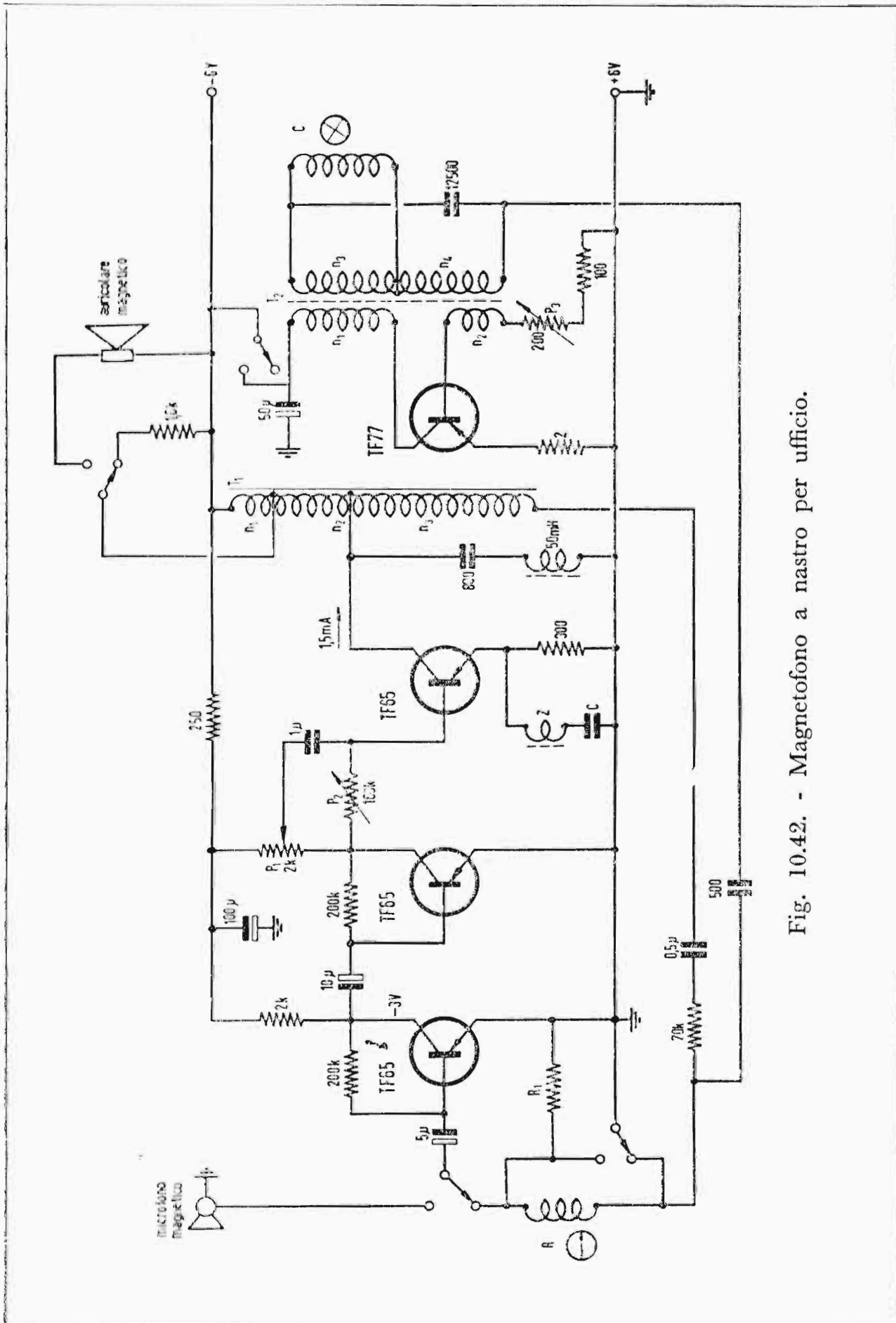



Fig. 10.42. - Magnetofono a nastro per ufficio.

10.42. Testina magnetica:

C: avvolgim. di cancellazione, ca. 1.4 mH;

R: avvolgim. di registrazione e riproduzione, 0,3 ÷ 0,5 H;

R_1: dipende dalla frequenza ultraudibile,e determina l'entità della polarizzazione a questa frequenza della parte registratrice della testina: valore orientativo 2 kΩ;

P_1: è il controllo di volume;

P_2: va regolato per avere 1,5 mA nel collettore del terzo TF65.

P_3 regola l'ampiezza della tensione di polarizzazione magnetica che, con i dati dello schema ha approssimativamente la frequenza di 25 kHz: con il valore indicato per C, la tensione ai capi di n_3 deve essere circa 15 V_{eff}.

Le velocità previste del nastro sono 2,4 e 4,75 cm/sec; le bande passanti risultano rispettivamente 0,3 — 2,5 kHz e 0,3 — 4,5 kHz.

I valori corrispondenti della rete correttrice Z, C sono i seguenti:

Velocità del nastro	2,40	4,75	cm/sec
C	0,75	0,5	μF
Z	3,5	2	mH

Dati di avvolgimento dei trasformatori:

T_1: nucleo M 30, spessore del pacco 10,5 mm, lamierini 0,1 mm, traferro 0,3 mm

n_1 = 1.250 spire filo rame ∅ 0,10 mm
n_2 = 1.250 spire filo rame ∅ 0,10 mm
n_3 = 2.500 spire filo rame ∅ 0,10 mm

T_2: nucleo in ferrite a tazza (ad es. tipo Siferrit ∅ 14 × 8 n. B6554)

n_1 = 13 spire filo rame ∅ 0,20 mm
n_2 = 6 spire filo rame ∅ 0,12 mm
n_3 = 50 spire filo rame ∅ 0,15 mm
n_4 = 150 spire filo rame ∅ 0,15 mm

L'apparecchio funziona su un'unica pila a secco di 6 V.

Il consumo è di circa 100 mA in registrazione (a causa dell'oscillatore) mA in ascolto.

La potenza a bassa frequenza ammonta a 2,5 mW, all'uscita del trasformatore T_1: questa potenza è più che sufficiente per la registrazione e per l'ascolto in cuffia quando lo strumento sia usato come dittafono.

Le 4 sezioni del commutatore a 4 vie, 2 posizioni sono disegnate in posizione di riproduzione.

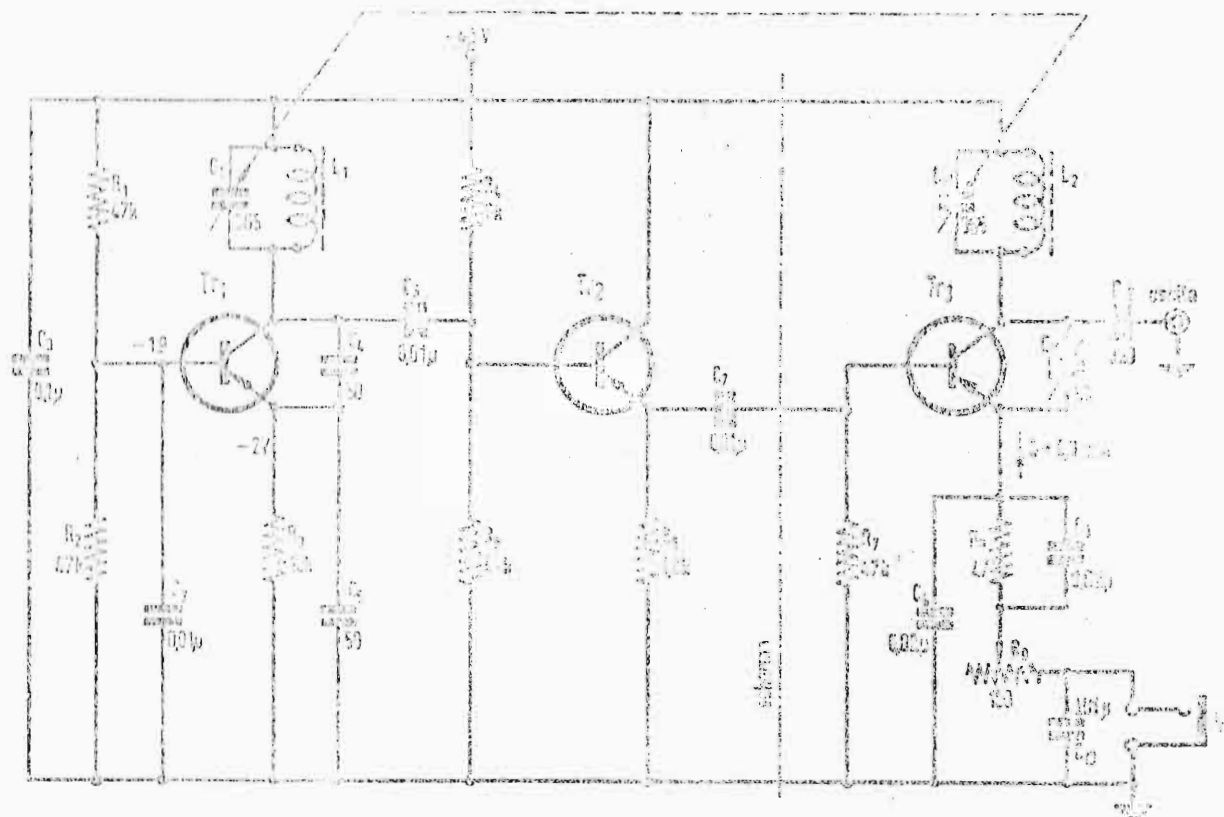



Fig. 10.43. - Trasmettitore a onda persistente

10.43. Questo piccolo trasmettitore, descritto da L. F. Shaw su Wireless World, è molto interessante per la sua accurata concezione e per le prestazioni che esso può fornire.

La gamma di lavoro è quella dei 160 m (1,9 MHz), ma con adatti transistori è possibile realizzare questo stesso circuito in una gamma radiantistica a frequenza più elevata.

Come sempre accade con piccoli trasmettitori che inviano sull'antenna qualche milliwatt, si rimane sbalorditi dai risultati che si possono ottenere con potenze così ridotte.

Con 2,5 mW in uscita, ad esempio, si sono potute stabilire comunicazioni su parecchi km, ed in una occasione su qualche decina di km.

Il transistore Tr_1 costituisce l'oscillatore a frequenza variabile (VFO). Tr_2 lo stadio separatore (buffer) e Tr_3 lo stadio finale.

VFO: Il transistore è montato con base comune (C_2 è un cortocircuito per la radiofrequenza) ed oscilla in un circuito Colpitt's a risonanza parallelo ($C_1 L_1$).

C_4 e C_5 rappresentano il convenzionale divisore capacitivo ai capi del circuito risonante.

Separatore: Questo stadio ha lo scopo di adattare l'impendenza di uscita relativamente alta dell'oscillatore alla bassa impedenza di entrata dello stadio di potenza. Esso evita inoltre che l'oscillatore sia influenzato da variazioni di accordo o di carico dello stadio finale. Il divisore $R_4 R_5$ rappresenta la sola parte critica del circuito: per questo fatto è opportuno sostituire R_4 con una resistenza fissa di circa 2k Ω in serie con una resistenza regolabile di circa 10 kΩ.

Finale: Le regolazioni di R_9 e C_{10} sono un compromesso fra linearità, potenza di uscita, e massima dissipazione dello stadio. J_1è una presa normalmente aperta in cui si può inserire un milliamperometro, ovvero un tasto manipolatore, o uno dei due circuiti riportati sullo schema seguente (10.44).

Procedura di accordo:

L_1 e L_2 sono avvolte su nuclei di ferrite in unico strato. Con C_1 e C_{11} a metà corsa, si regola il nucleo di L_1 in modo che il VFO sia udito su un ricevitore posto in vicinanza sulla frequenza di circa 1,9 MHz.

Collegata un'antenna unifilare di circa 40 m, L_2 è regolata per la massima lettura su un misuratore di campo accoppiato all'antenna ovvero su un misuratore accoppiato all'uscita (10.15).

L_1 e L_2 richiedono successivi riaggiustamenti, a causa della loro mutua influenza per ottenere la massima potenza di uscita. È bene che durante questa operazione J_1 sia cortocircuitato, in quanto uno strumento ivi inserito può falsare l'allineamento.

Solo ad accordo effettuato un milliamperometro sarà inserito in J_1: la corrente deve risultare compresa fra 3 e 5,0 mA. In caso contrario le operazioni di taratura vanno ricominciate dopo effettuato un riaggiustamento di R_9 e C_{10}. Antenne di 20 e 40 m sono state provate con successo.

Modulazione:

Il trasmettitore può esser previsto per fonia e telegrafia ad onda modulata (vedi 10.44).

Note. * Nel funzionamento telegrafico a onda non modulata la potenza di uscita massima ottenibile è dell'ordine di 12 mW.

Inserendo la modulazione per la trasmissione della parola, si manifesta una certa modulazione di frequenza indesiderata. Per ovviare a ciò occorre ridurre R_4 ed eventualmente aumentare il valore di R_6, fino ad un massimo di circa 10 kΩ, onde accentuare l'effetto separatore di *Tr*. Sfortunatamente il rendimento dell'insieme diminuisce, e la potenza di uscita scende a 2 ÷ 3 mW.

Occorre comunque cercare per tentativi il migliore compromesso fra potenza d'uscita e modulazione di frequenza ammissibile.

Come transitori possono essere usati tre transitori per alta frequenza con caratteristiche di questo ordine:

tensione normale di collettore	5 ÷ 6 V
corrente normale di collettore	10 mA
dissipazione ammissibile	20 mW
frequenza di taglio f_α	2,5 MHz

Nel circuito rappresentato sono stati impiegati con successo transistori del tipo OC72, benchè essi posseggano una frequenza di taglio indicata sui cataloghi alquanto inferiore. Alcuni esemplari permettevano di salire a frequenze di 2,5 MHz, ed anche maggiori.

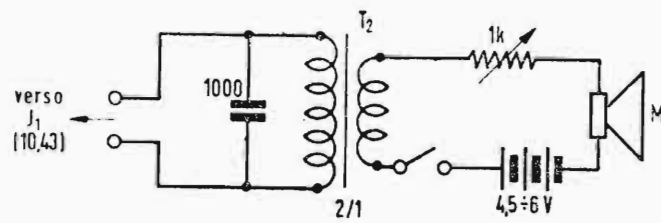



Fig. 10.44.*a*). - Modulatore per fonia (per fig. 10.43.).

10.44.*a*.). - Esso è costituito semplicemente da un microfono a carbone M ad elevata uscita, una resistenza variabile da 1kΩ che determina la profondità di modulazione e da un trasformatore elevatore T_2 di rapporto 1 : 2.

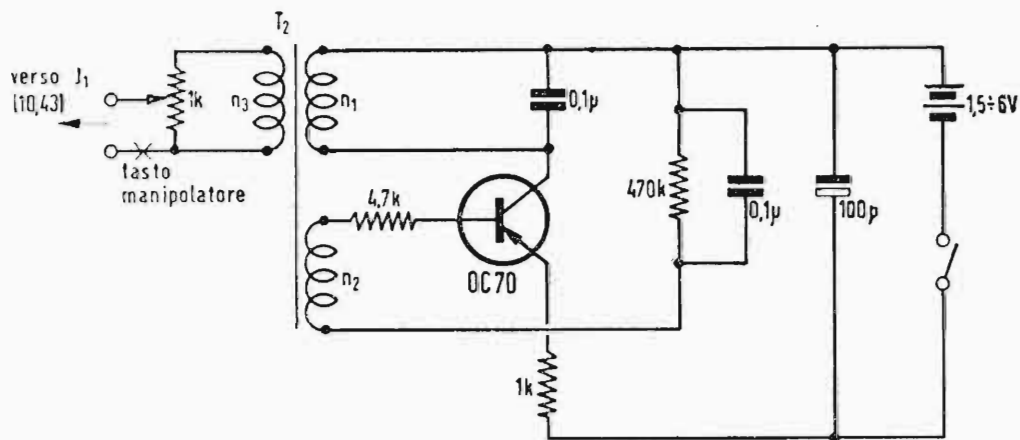



Fig. 10.44.*b*). - Oscillatore per telegrafia a frequenza acustica (per fig. 10.43.)

10.44.*b*). - T_2 = nucleo per piccolo trasformatore di uscita:

n_1 = 1200 spire filo rame ∅ 0,10 mm

n_2 = 300 spire filo rame ∅ 0,20 mm

n_3 = 100 spire filo rame ∅ 0,20 mm

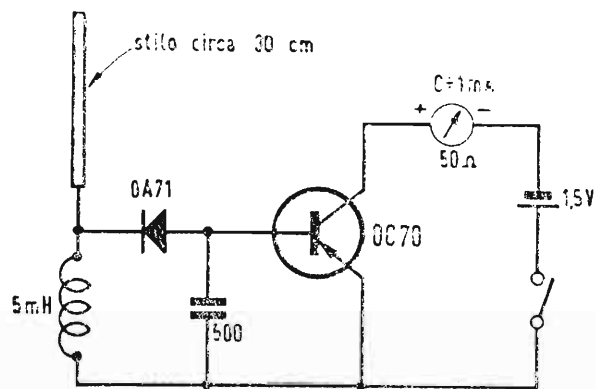



Fig. 10.45.*a*). - Misuratore di campo (per fig. 10.43).

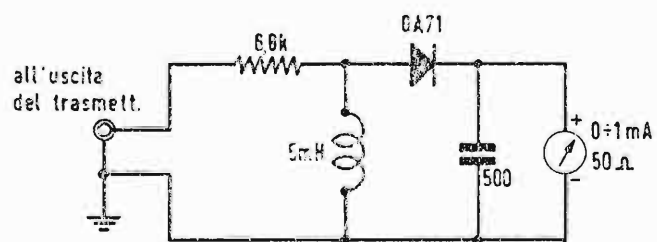
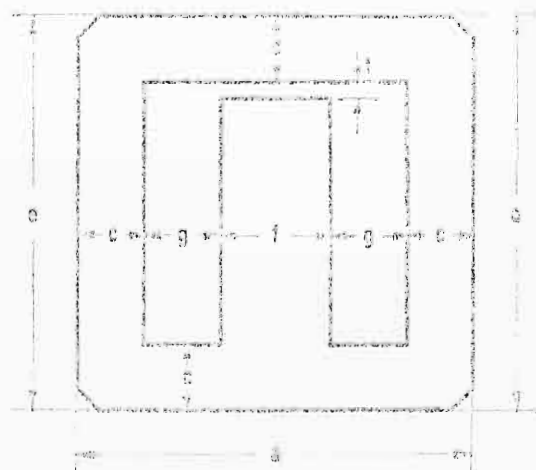



Fig. 10.45.*b*). - Misuratore di uscita (per fig. 10.43).

APPENDICE

Dimensio i u ificate dei lamierini

DIN 41302

	a	c	e	f	g
M30	30	5	20	7	5,5
M42	42	6	30	12	5
M55	55	7,5	38	17	10,5
M65	65	10	45	20	12,5

l = traferro = 0 ÷ 0,3 ÷ 0,5 ÷ 1 ÷ 2 mm (valori normali)

DIN 41302

	a	b	c	e	f	g
EI32	32	24	4	20	8	8
EI41 (EI42)	41,27	27	6,35	20,64	12,7	7,93
EI48	48	32	8	24	16	8
EI60	60	40	10	30	20	10

Esempio di denominazione:

M4	Dyn. Bl. IV /	0,35	0,5L
Dimensioni	Tipo di lamierino	Spessore del lamierino	Spessore del traferro

BIBIOGRAFIA

1) COBLENZ, OWENS — Transistors and Applications (*McGraw-Hill*)

2) SHOCKLEY — Electrons and Holes in Semiconductors (*Van Nostrand*)

3) SHEA — Principles of Transistor Circuits (*Wiley*)

4) SHEA — Transistor Audio Amplifiers (*Wiley*)

5) SHEA — Transistor Circuit Engineering (*Wiley*) — *1957*

6) CARROLL — Transistor Circuits and Applications (*McGraw-Hill*)

7) HUNTER — Handbook of Semiconductor Electronics (*McGraw-Hill*)

8) MARROWS — Transistor Engineering Reference Handbook (*Rider*) — *1956*

9) MOULON — Les transistors dans les amplificateurs (*Gauthier-Villars*) — *1956*

10) GOUDET-MEULEAU — Les semiconducteurs (*Eyrolles*) — *1957*

11) SCHREIBER — Transistori (*Il Rostro*) — *1957*

12) Transistor — I (*Ediz. tecniche RCA*)

13) Transistor Manual (*Ediz. tecniche General-Electric*)

14) Electronic Applications Bulletin (*Ediz. tecniche Philips*)

15) Mullard Technical Communications (*Ediz. tecniche Mullard*)

16) Halbleiter Bauelemente (*Ediz. tecniche Siemens*)

17) Telefunken Laborbuch (*Ediz. tecniche Telefunken*)

18) DARDEL — Cern Meeting on Nucleonic instrumentation — *1958*